



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SPÍNANÁ NABÍJEČKA AUTOBATERIÍ 14,4V/6A

SWITCHING CHARGER FOR CAR BATTERIES 14.4V/6A

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marián Gábel

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš

BRNO 2019

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Marián Gábel

ID: 195298

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Spínaná nabíječka autobaterií 14,4V/6A

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište princip funkce blokujícího měniče a navrhnete zapojení silové části měniče včetně dimenzování součástek.
2. Navrhnete schéma zapojení řídicího obvodu měniče včetně pomocného napájení a buzení tranzistoru.
3. Navrhnete desku plošných spojů pro nabíječku, vyrobte a osadte ji.
4. Nabíječku oživate a provedte sérii ověřovacích měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.
- [2] Novotný V., Vorel P., Patočka M.: Napájení elektronických zařízení (skriptum UREL FEKT VUT)
- [3] Vorel P., Patočka M.: Průmyslová elektronika (skriptum FEKT UVEE)

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

Konzultant:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Táto bakalárska práca sa zaoberá problematikou návrhu spínanej nabíjačky autobaterií použitím blokujúceho meniča. Blokujúci menič a jeho funkcia sú teoreticky popísané v prvej kapitole, ktorá taktiež vysvetľuje aj použitie modifikácie obvodu. Táto modifikácia je použitá z dôvodu zvýšenia účinnosti oproti klasickým stratovým riešeniam odľahčovacieho obvodu. Ďalej práca pojednáva o návrhu silovej časti obvodu, v ktorej sa zameriava na výpočty obvodových prvkov. Následne je vykonaný návrh riadenia MOSFET tranzistora pomocou integrovaného obvodu UC3844. Nabíjačka bola skonštruovaná podľa návrhu a meraniami bola overená jej správna funkčnosť.

Kľúčové slová

blokujúci menič, spínaný zdroj, impulzný transformátor, MOSFET tranzistor, integrovaný obvod

Abstract

This bachelor's thesis deals with issue of design of a switching charger for car batteries using a fly-back converter. The fly-back converter and its functions are theoretically described in the first chapter, which also explains use of a modification of a circuit. The modification is used because of its increased efficiency compared to the ordinary loss solutions of a relieving circuit. Subsequently, in next chapter the thesis focuses on design of a power section of the circuit, which involves calculations of the circuit's elements. Subsequently, the MOSFET transistor control design is performed using the UC3844 integrated circuit. The charger was constructed according to design and its proper functionality was verified by measurements.

Keywords

fly-back converter, switching power supply, pulse transformer, MOSFET transistor, integrated circuit

Bibliografická citácia:

GÁBEL, Marián. *Spínaná nabíječka autobaterií 14,4V/6A*. Brno, 2019. 53 s. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117437>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ing. Jan Martiš.

Prehlásenie

Prehlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému „Spínaná nabíječka autobaterií 14,4V/6A“ som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytváraním tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, hlavne som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovení § 11 nasledujúceho autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávnych dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/20009 Sb.

V Brne dňa: 22. mája 2019

.....
podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu bakalárskej práce Ing. Janovi Martišovi za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri postupe a spracovaní mojej bakalárskej práce.

V Brne dňa: 22. mája 2019

.....

podpis autora

Obsah

1	Úvod.....	11
2	Jednočinný blokujúci menič.....	12
2.1.	Princíp funkcie	12
2.2.	Použitá topológia.....	14
3	Návrh silovej časti obvodu.....	17
3.1.	Dvojcestný mostíkový usmerňovač s kondenzátorom.....	17
3.1.1	Diódy usmerňovača	19
3.1.2	Filtračný kondenzátor	20
3.1.3	Filtre rušenia	20
3.2.	Transformátor.....	21
3.2.1	Jadro transformátora	22
3.2.2	Dimenzovanie vinutí.....	23
3.2.3	Straty transformátora	25
3.3.	Obvod primáru s tranzistorom	26
3.4.	Výstupný obvod s filtrom.....	28
3.5.	Chladič	30
4	Návrh riadiacej časti obvodu.....	32
4.1.	Popis integrovaného obvodu UC3844	32
4.2.	Činnosť riadiaceho obvodu	33
5	Návrh a realizácia DPS	37
5.1.	Návrh DPS	37
5.2.	Tvorba DPS a osadzovanie	38
5.2.1	Transformátor	39
5.2.2	Vyhladzovacia tlmivka	39
6	Oživenie meniča.....	42
6.1.	Kontrolné merania na meniči	43
7	Záver	48

Zoznam obrázkov

Obr. 2-1: Principiálna schéma jednočinného blokujúceho meniča, prevzaté a upravené z [1].....	12
Obr. 2-2: Časové priebehy napätí a prúdov v jednočinnom blokujúcom meniči [1]	13
Obr. 2-3: Priebeh spriahnutého magnetického toku transformátora [1]	14
Obr. 2-4: Jednospínačový blokujúci menič s bezstratovým odľahčovacím obvodom a CLC filtrom.....	15
Obr. 3-1: Schéma dvojcestného mostíkového usmerňovača s kondenzátorom, prevzaté a upravené z [2]	17
Obr. 3-2: Časové priebehy napätia a prúdu medziobvodu [2]	19
Obr. 3-3: Filtre rušenia v obvode s usmerňovačom.....	21
Obr. 3-4: Jadro ETD 3411 s rozmermi, prevzaté a upravené z [3].....	22
Obr. 3-5: Grafická závislosť merných strát jadra CF297 na frekvencii [4].....	25
Obr. 3-6: Primárny obvod blokujúceho meniča.....	27
Obr. 3-7: Výstupný obvod s filtrom.....	29
Obr. 3-8: Zvlnenie napätia na filtračnom kondenzátore, prevzaté a upravené z [6].	29
Obr. 4-1: Schéma vnútorného zapojenia IO UC3844 [9]	32
Obr. 4-2: Puzdro integrovaného obvodu UC3844 (horný pohľad), prevzaté z [9]...	33
Obr. 4-3: Schéma zapojenia riadiaceho obvodu	33
Obr. 5-1: Návrh DPS	37
Obr. 5-2: DPS zo spodnej strany	38
Obr. 5-3: DPS z hornej strany.....	39
Obr. 5-4: Schéma zapojenia meniča	41
Obr. 6-1: Priebehy napätí u_{GS} (oranžová) a u_{DS} (modrá) na tranzistore pri menovitom napájacom napätí a výstupnom prúde 5 A.....	43
Obr. 6-2: Priebehy napätí u_{GS} (oranžová) a u_{DS} (modrá) na tranzistore pri menovitom napájacom napätí a výstupnom prúde 1 A.....	43
Obr. 6-3: Detail zapínacieho deja tranzistora, priebeh napätia u_{DS} (modrá) a u_{GS} (zelená) pri výstupnom prúde 5 A	44
Obr. 6-4: Detail vypínacieho deja tranzistora, priebeh napätia u_{DS} (modrá) a u_{GS} (zelená) pri výstupnom prúde 5 A	44

Obr. 6-5: Priebeh napätia na sekundárnej dióde pri menovitom napájacom napätí a výstupnom prúde 5 A (vľavo) a 1 A (vpravo)	45
Obr. 6-6: Priebeh napätia napájajúceho riadiaci obvod při výstupnom prúde 1 A (vľavo) a 5 A (vpravo)	45
Obr. 6-7: Priebeh napájacieho napätia riadiaceho obvodu (zelená) a napätia u_{GS} (modrá) v stave naprázdno	46
Obr. 6-8: Nameraná závislosť účinnosti od výstupného prúdu pri menovitom vstupnom napätí 230 V	46
Obr. 6-9: Zaťažovacia charakteristika meniča	47

Zoznam tabuliek

Tabuľka 3-1: Základné parametre tranzistora STF8NK100Z [5]	26
Tabuľka 3-2: Základné parametre diódy C4D02120 [7]	28

1 ÚVOD

V dnešnej dobe môžeme pozorovať veľký počet spínaných zdrojov použitých pre napájanie zariadení vyžadujúcich jednosmerné napätie. Spínané zdroje postupne nahradili historicky staršie lineárne zdroje a to najmä pre ich menšie rozmery a hmotnosť, ktoré je možné redukovať pomocou zvýšenia pracovnej frekvencie spínania tranzistorového spínača. Zmenšenie rozmerov transformátora pri vyššej frekvencii vedie k zníženiu strát pri zaťažení, z čoho vyplýva vyššia účinnosť týchto zdrojov. Potenciálnym nedostatkom je vznik rušenia (EMI), ktoré nastáva pri vysokofrekvenčnom spínaní polovodičov a môže byť následne prenášané do siete. Obvod spínaných zdrojov tak býva značne komplikovanejší, rozšírený o filtračné prvky, ktoré potláčajú vzniknuté rušenie.

Cieľom tejto bakalárskej práce je vytvorenie návrhu a následné zostrojenie spínanej nabíjačky pomocou blokujúceho meniča. Prvou časťou práce je teoretický popis funkcie a princípu činnosti blokujúceho meniča. Následne je vysvetlené použitie modifikácie primárneho obvodu transformátora, ktorá zabezpečí korektný odvod energie rozptylovej indukčnosti transformátora, pričom oproti klasickým stratovým riešeniam je dosiahnutá vyššia účinnosť. Ďalšia časť sa zaoberá návrhom silového obvodu, ktorý je topologicky rozdelený podľa funkčných častí obvodu. V návrhu sú prevedené výpočty, ktoré sú potrebné pre správny výber komponentov a ich nadimenzovanie. Práca sa ďalej zameriava na návrh riadenia a vytvorenie vhodných impulzov pre správnu funkčnosť tranzistora, pričom je použitý integrovaný obvod UC3844. Následne je popísaný postup zhotovenia meniča a jeho oživenie. V poslednej časti sú zaznamenané merania overujúce funkčnosť meniča.

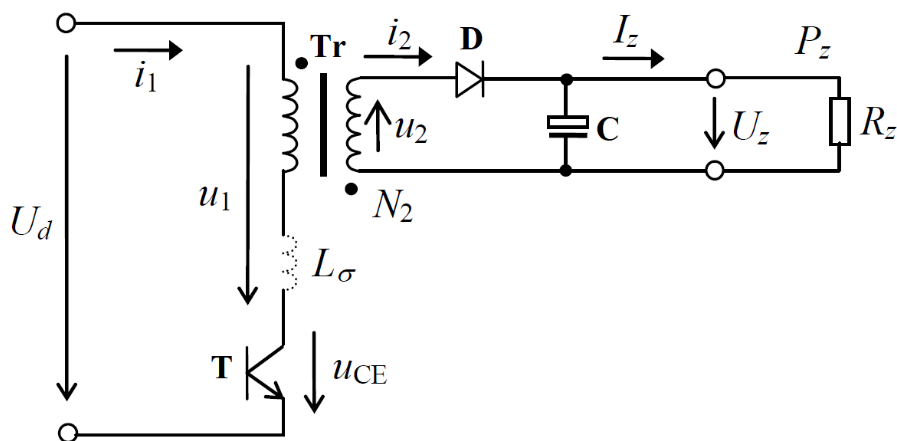
2 JEDNOČINNÝ BLOKUJÚCI MENIČ

Jednočinný blokujúci menič (fly-back converter) zaraďujeme do kategórie DC/DC meničov s vysokofrekvenčným impulzným transformátorom, tzv. pulzne regulované meniče. Vysokofrekvenčný transformátor, ktorý je pripojený medzi výstup a medziobvod, galvanicky oddeľuje vstup a výstup meniča. Jedná sa teda o menič s izolovanou topológiou. V blokujúcich meničoch sa prenáša energia zo vstupu na výstup v čase vypnutia tranzistora pomocou transformátora, ktorý si naakumuluje energiu počas doby zapnutia tranzistora a po vypnutí ju predáva na výstup. [1]

Blokujúce meniče v dnešnej dobe napájajú hlavne elektronické zariadenia s malou spotrebou energie (100-150 W). V závislosti od použitej topológie sa môžu hodnoty prenášaných výkonov meniť. Veľkou výhodou ich použitia je jednoduchosť zapojenia a to v počte použitých súčiastok. Ďalšou výhodou je, že jedným riadiacim obvodom môžeme regulovať niekoľko výstupných napätí. Nevýhodou blokujúcich meničov je výkonové obmedzenie, pretože pri vyšších výkonoch sa prenášajú väčšie prúdy, ktoré majú za následok nárast prekmitu na parazitnej rozptylovej indukčnosti transformátora. [1]

2.1. Princíp funkcie

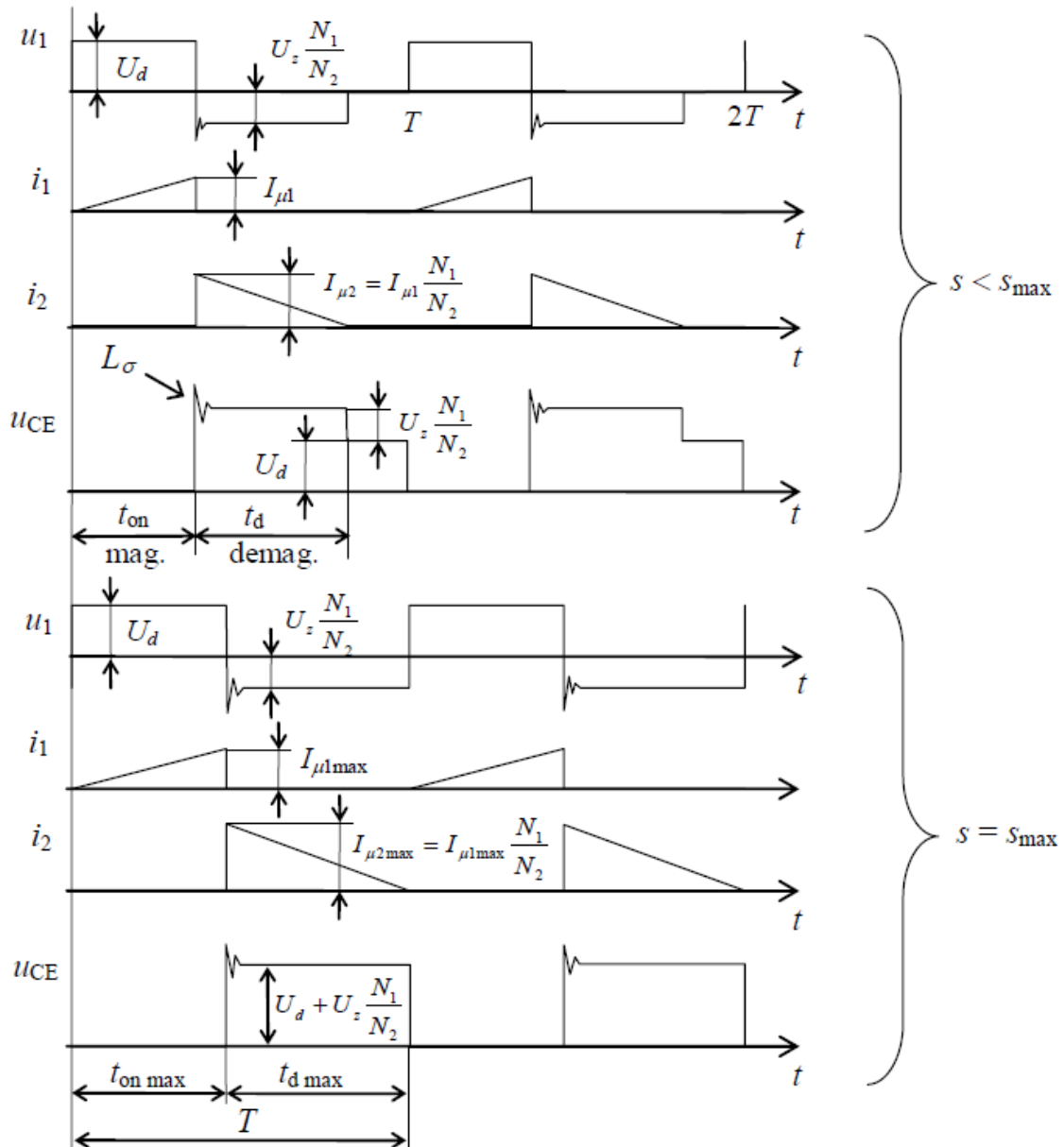
K popisu princípu funkcie jednočinného blokujúceho meniča je použitá schéma jeho základného zapojenia na Obr. 2-1. V tomto zapojení má transformátor opačne situované vinutia, aby usmerňovacia dióda mala bežnú grafickú podobu, tj. kladný pól napätia na hornej svorke kondenzátora. Následne činnosť meniča v danej schéme vyplýva z časových priebehov v Obr. 2-2. Obrázok je rozdelený na dve časti, pričom v hornej sú časové priebehy pre striedu s menšiu ako s_{max} a v spodnej pre striedu s_{max} .



Obr. 2-1: Principiálna schéma jednočinného blokujúceho meniča, prevzaté a upravené z [1]

V čase zapnutého tranzistora (interval t_{on}) bude primárnym vinutím transformátora pretekať prúd i_1 , ktorý bude rásť lineárne s časom. Vďaka tomuto prúdu sa transformátor

namagnetuje. V tomto čase je dióda v sekundárnom obvode uzavretá a záťaž čerpá výkon z nabitého kondenzátora. Po vypnutí tranzistora začne prebiehať demagnetizácia (interval t_d) cez sekundárne vinutie, v ktorom sa cez otvorenú diódu nabíja kondenzátor prúdom i_2 . Tento prúd má trojuholníkový tvar a klesá lineárne s časom. Dostatočne veľká kapacita je kľúčová pre udržanie konštantného napätia U_z , na ktoré sa pripojí sekundárne vinutie. [1]



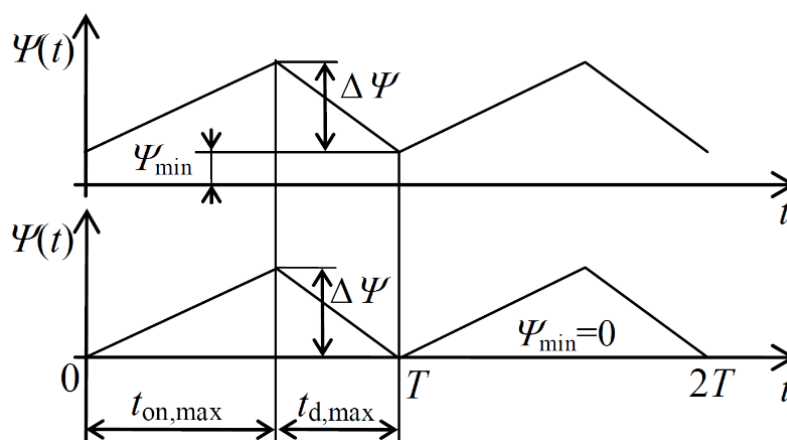
Obr. 2-2: Časové priebehy napätí a prúdov v jednočinnom blokujúcom meniči [1]

Pri nastavenej maximálnej striede s_{max} tranzistora dochádza k medznému stavu. Demagnetizácia transformátora sa ukončí presne na konci periódy T , teda presne v okamžiku, kedy dôjde k ďalšiemu zapnutiu tranzistora. Ďalšie zvyšovanie striedy

by viedlo k neúplnej demagnetizácii a transformátor by tak pracoval v režime neprerušovaného spojitého magnetického toku. Tento režim je neoptimálny z dôvodu malo účinného energetického využitia, ktoré je popísané rovnicou 2.1. [1]

$$\Delta W = \frac{1}{2L_1} \cdot (2\Psi_{min} \cdot \Delta\Psi + \Delta\Psi^2) \quad (2.1)$$

Minimálny tok Ψ_{min} síce vzrastie, ale množstvo prenášanej energie ΔW je úmerné druhej mocnine zdvihu $\Delta\Psi^2$ pílovitého zvlnenia. Toto zvlnenie pri ďalšom zvyšovaní striedy ostáva konštantné, čo môžeme názorne vidieť na grafickom zobrazení priebehu spriahnutého magnetického toku transformátora na Obr. 2-3. Ideálny stav energetického využitia tak nastáva pri podmienke $\Psi_{min} = 0$.



Obr. 2-3: Priebeh spriahnutého magnetického toku transformátora [1]

2.2. Použitá topológia

Veľkou nevýhodou bežných blokujúcich meničov je pulzný priebeh výstupného prúdu za sekundárnym usmerňovačom (priepustné meniče majú výstupný prúd jednosmerný s malým trojuholníkovým vysokofrekvenčným zvlnením). Z pulzného prúdu potom vychádza aj vysoká efektívna hodnota prúdu na výstupe, kde tento prúd tečie filtračným kondenzátorom. Kondenzátor potom musí byť na tento prúd dimenzovaný, čo prináša značné problémy so vzniknutými stratami na ich vnútornom odpore ESR (Equivalent Series Resistance). Použitie elektrolytických kondenzátorov nie je vhodné, pretože ich odpor je vysoký a z toho dôvodu by pri prúdovom dimenzovaní vyšli ich rozmery príliš veľké. Použitie zvitkových kondenzátorov, ktoré majú lepší pomer efektívneho prúdu k ich veľkosti, sa javí ako vhodné riešenie. Tieto kondenzátory majú nižšiu kapacitu čo býva u bežných lineárnych zdrojov s nižšou frekvenciou problém (veľké zvlnenie napätia). Pri spínanom zdroji s vyššou frekvenciou však klesá potrebná kapacita výstupného kondenzátora, čím zaniká potreba vysokej kapacity pre dosiahnutie daného zvlnenia. Použitím zvitkových kondenzátorov tak zmenšíme rozmery výstupného filtra a vyriešime nevýhodu vysokej efektívnej hodnoty prúdu.

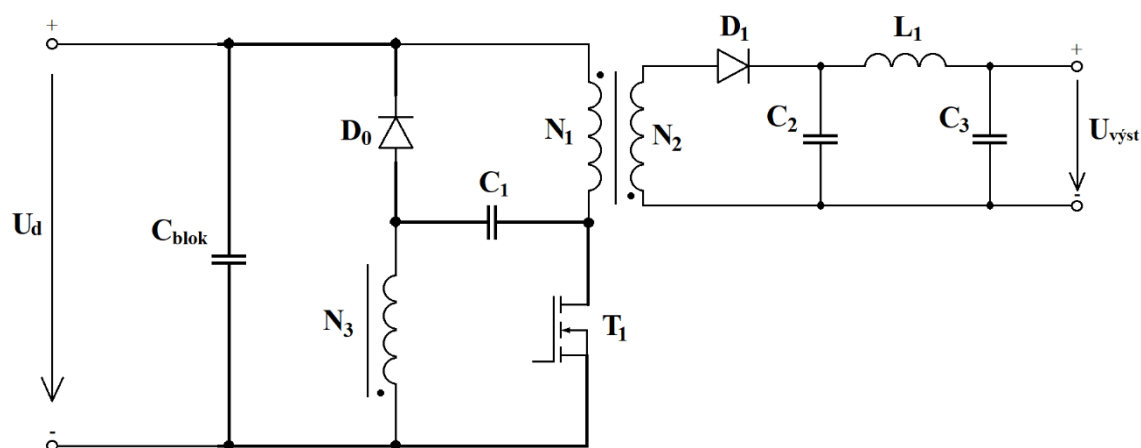
Ďalšou nevýhodou blokujúceho meniča je priebeh prúdu pretekajúceho tranzistorom. Pri danom pracovnom režime má prúd pílovitý tvar, ktorého efektívna hodnota je vyššia ako u priepustných meničov rovnakého výkonu (obdĺžnikové pulzy). Na spínacom tranzistore a vinutiach transformátora tak dochádza ku vzniku vyšších strát.

Pri vysokých spínacích frekvenciách sa na základe výkonových strát vo ferite volí maximálny zdvih sýtenia ΔB menší, ako je maximálna dovolená hodnota. Pre blokujúce zdroje môžeme využiť maximálneho sýtenia jadra, ktoré je však podmienené jednosmerným predsýtením. Transformátor teda pracuje v režime spojitých prúdov (CCM – continuous current mode), čím sa zníži strmosť prúdových pulzov a dôjde ku žadanému zníženiu efektívnej hodnoty prúdu.

Jednospínačová topológia má napriek týmto nevýhodám svoje pozitíva a to napr. v cenovej a stratovej úspore – menej použitých súčiastok. Ďalej veľkou výhodou je jednoduchý budiaci obvod tranzistora, v ktorom nie je potrebné galvanické oddelenie budiaceho signálu. Tranzistor je však vo vypnutom stave namáhaný vyšším napätím (približne dvojnásobok napätia medziobvodu). Zároveň pri jeho vypínaní dochádza pri prudkom zániku prúdu ku vzniku prekmitu napätia na tranzistore. Tento jav je zapríčinený rozptylovou indukčnosťou transformátora a s narastajúcim výkonom sa jeho vplyv zvyšuje a je potrebné ho obmedziť. Základným prvkom obmedzenia je použitie moderných polovodičov ako napr. kremíka Si. V prípade voľby tranzistora je tak vhodné použiť tranzistor riadený poľom – MOSFET, ktorý napäťovo vyhovuje danému zapojeniu (veľké záverné napätie).

Modifikácia v primárnom obvode

Obmedzenie prekmitov napätia na tranzistore dosiahneme modifikáciou silového obvodu a to vytvorením bezstratového odľahčovacieho obvodu zvýrazneného hrubou čiarou v Obr. 2-4. Tento obvod pri zachovaní jednoduchosti zvyšuje účinnosť a výkonový rozsah meniča.



Obr. 2-4: Jednospínačový blokujúci menič s bezstratovým odľahčovacím obvodom a CLC filtrom

Princíp funkcie bezstratového demagnetizačného obvodu

Kondenzátor C_I sa v ustálenom stave nabije na napätie medziobvodu, pretože stredná hodnota napätia na vinutiach (N_I a N_3) je nulová, pritom tieto vinutia majú rovnaký počet závitov. Vinutia sú fázované tak, že ich konce pripojené na kondenzátor C_I sú vo fáze a teda striedavá zložka napätia medzi koncami je nulová. Kondenzátor sa tak neprebíja na iné napätie počas spínania. Jediné vzniknuté zvlnenie napätia na kondenzátore vzniká z demagnetizačnej energie, ktorá sa vracia do medziobvodu. Pri vypnutí tranzistora T_I prevezme nulová dióda D_0 prúd pretekajúci indukčnosťami. Tento prúd považujeme za konštantný, pretože vypínací dej je veľmi krátky. Týmto spôsobom sa „ľavý vývod“ kondenzátora C_I pripojí k + pólu medziobvodu, pričom na jeho „pravom vývode“ bude voči zápornému pólu medziobvodu napätie $2 \cdot U_d$, pretože kondenzátor sa nabije na napätie U_d . Vďaka tomuto zapojeniu sa tak napätie na tranzistore obmedzí na $2 \cdot U_d$, pričom v ceste prúdu nebude stáť žiadna indukčnosť.

3 NÁVRH SILOVEJ ČASTI OBVODU

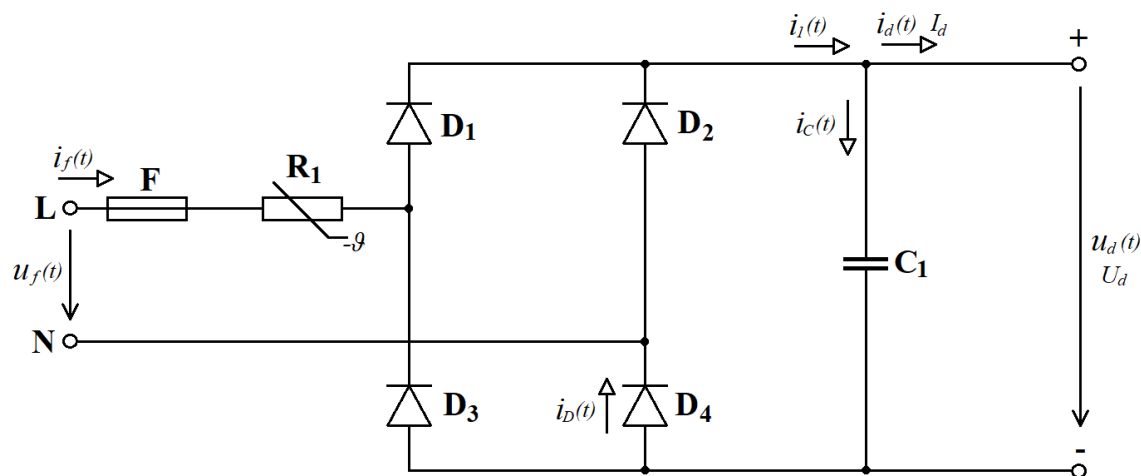
Návrh silovej časti meniča bol uskutočnený na základe nasledujúcich parametrov:

- **Výstupné napätie:** $U_{výst} = 14,4 \text{ V}$
- **Výstupný prúd:** $I_{výst} = 6 \text{ A}$
- **Frekvencia:** $f = 80 \text{ kHz}$
- **Vstupné napätie:** $U_{vstup} = 230 \text{ V}$

3.1. Dvojcestný mostíkový usmerňovač s kondenzátorom

Vstup silového obvodu je tvorený dvojcestným mostíkovým usmerňovačom s kondenzátorom, ktorého zapojenie je zrejmé z *Obr. 3-1*.

Pri pripojení obvodu k sieti dochádza ku vzniku veľkých prúdových špičiek z dôvodu priameho pripojenia kondenzátora na sieť. Pre obmedzenie týchto prúdových rázov sa na vstup obvodu pripojuje odpor R_1 , ktorý potlačí vzniknuté nabíjacie prúdy. Odpor je pre menšie výkony (náš prípad) tvorený špeciálnym výkonovým termistorom NTC. Tento termistor znižuje svoj odpor pri zahrievaní pretekajúcim prúdom, čím dosiahneme žiadaný efekt obmedzenia nabíjacích prúdov a minimálne straty na odpore pri prechode pracovného prúdu. Hodnotu odporu termistora volíme $5,5 \Omega$, ktorá by mala byť dostačujúca pre obmedzenie nárazového prúdu.



Obr. 3-1: Schéma dvojcestného mostíkového usmerňovača s kondenzátorom, prevzaté a upravené z [2]

Podľa schémy z *Obr. 3-1* musí platiť 1. Kirchhoffov zákon v tvare:

$$i_1(t) = i_c(t) + i_d(t) \quad (3.1)$$

Po úprave tohto tvaru dostaneme stredné hodnoty prúdov pretekajúcich cez tento uzol, pričom stredná hodnota prúdu kondenzátorom $I_{Cstr} = 0$.

$$I_{1str} = I_{Cstr} + I_d \quad (3.2)$$

V ustálenom stave sa stredná hodnota prúdu kondenzátorom $I_{Cstr} = 0$, takže pre ustálený stav platí:

$$I_{1str} = I_d \quad (3.3)$$

Pre výpočet napätia v medziobvode U_d je potrebné určiť veľkosť amplitúdy U_m a následne vhodne zvoliť pokles napätia ΔU . Veľkosť U_m je daná amplitúdou siete a teda $U_m = \sqrt{2} \cdot 230 \cong 325 \text{ V}$. Veľkosť poklesu napätia volíme relatívne nízku $\Delta U = 40 \text{ V}$, vďaka čomu môžeme považovať napätie medziobvodu za konštantné a rovné jeho strednej hodnote. Toto zjednodušenie nám pomôže pri ďalších výpočtoch. Napätie medziobvodu teda približne určíme ako:

$$U_d \cong U_m - \frac{\Delta U}{2} = 325 - \frac{40}{2} = 305 \text{ V} \cong 300 \text{ V} \quad (3.4)$$

Napätie medziobvodu zvolíme 300 V a následne môžeme určiť stredný prúd medziobvodu z činného výkonu P_d . Tento výkon určíme z výstupných parametrov zariadenia:

$$P_d = U_{výst} \cdot I_{výst} = 14,4 \cdot 6 = 86,4 \text{ W} \quad (3.5)$$

Stredný prúd medziobvodu potom určíme s 10% výkonovou rezervou zohľadňujúcou účinnosť meniča:

$$I_{1str} = I_d = \frac{P_d \cdot 1,1}{U_d} = \frac{86,4 \cdot 1,1}{300} = 0,317 \text{ A} \quad (3.6)$$

Dĺžka vybíjacieho intervalu Δt kondenzátora sa určí na základe veľkosti polperiódy siete a nabíjacieho intervalu t_n pri známom relatívnom poklese napätia $\Delta U/U_m$.

$$\begin{aligned} \Delta t &= \frac{T}{2} - t_n = \frac{T}{2} - \frac{T}{2\pi} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) = \frac{T}{2} \cdot \left[1 - \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) \right] = \\ &= \frac{0,02}{2} \cdot \left[1 - \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(1 - \frac{40}{325} \right) \right] = 8,4 \text{ ms} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Strmosť vybíjacej priamky je úmerná strednému prúdu I_d , takže platí rovnica:

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{I_d}{C} \quad (3.8)$$

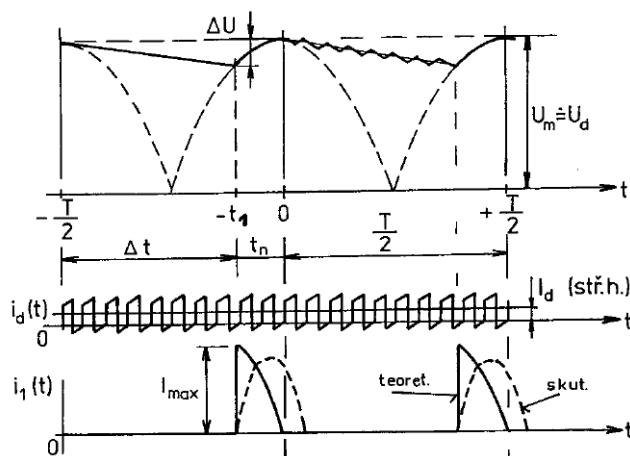
Z rovnice 3.8 môžeme vyjadriť a určiť veľkosť potrebnej kapacity filtračného kondenzátora:

$$C = \frac{I_d \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{0,317 \cdot 8,42 \cdot 10^{-3}}{40} = 66,73 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.9)$$

Z Obr. 3-2 vidíme, že špičková hodnota prúdu i_I nastáva v čase - t_I teda v okamihu, keď začína nabíjací cyklus. Veľkosť špičkovej hodnoty nabíjacieho prúdu určíme [2]:

$$I_{max} = C \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot U_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t_n\right) + I_d =$$

$$= 66,73 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2\pi}{0,02} \cdot 325 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{0,02} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}\right) + 0,317 = 3,56 \text{ A} \quad (3.10)$$



Obr. 3-2: Časové priebehy napätia a prúdu medziobvodu [2]

Pri určení efektívnej hodnoty nabíjacieho prúdu vychádzame z toho, že jeho hodnota je rovná efektívnej hodnote fázového prúdu [2]:

$$I_{cef} = I_{fef} = C \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot U_m \sqrt{\frac{t_n}{T} - \frac{1}{4\pi} \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{T} \cdot t_n\right)} =$$

$$= 66,73 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2\pi}{0,02} \cdot 325 \cdot \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^{-3}}{0,02} - \frac{1}{4\pi} \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{0,02} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}\right)} =$$

$$= 0,771 \text{ A} \quad (3.11)$$

Kvadrátom efektívnej hodnoty prúdu budú zahrievané prírodné vodiče a taktiež aj poistka. Podľa vypočítaného prúdu volíme veľkosť menovitého prúdu tavnej poistky $I_N = 1 \text{ A}$.

3.1.1 Diódy usmerňovača

Prúdové dimenzovanie diód

Pre určenie výkonových strát usmerňovacej diódy sa jej VA charakteristika z dôvodu zjednodušenia nahradí pravouhlou priamkou a následne sa musí vypočítať stredný prúd pretekajúci diódou. Na Obr. 3-1 vidíme, že prúd tečúci diódou sa podieľa na časti nabíjacieho prúdu i_I . Tvar tohto prúdu bude rovnaký, ale bude vynechaný každý druhý

impulz, kedy do medziobvodu prispieva prúdom druhá dióda. Potom stredný, efektívny a špičkový prúd diódy môžeme určiť ako:

$$I_{Dstr} = \frac{I_{1str}}{2} = \frac{I_d}{2} = \frac{0,317}{2} \cong 0,159 \text{ A} \quad (3.12)$$

$$I_{Def} = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{2}} = \frac{0,771}{\sqrt{2}} \cong 0,545 \text{ A} \quad (3.13)$$

$$I_{Dmax} = I_{max} = 3,56 \text{ A} \quad (3.14)$$

Je potrebné vybrať takú diódu, ktorá je za každých okolností schopná vydržať hodnoty týchto prúdov. V opačnom prípade by bola ohrozená bezpečná funkcia diódy, z dôvodu zvýšeného namáhania PN prechodu. Volíme diódu 1N4007, ktorej maximálna hodnota priepustného prúdu je 1 A. Následne z úbytku napätia na tejto dióde, ktorý je približne 1,1 V určíme tepelné straty na dióde:

$$\Delta P_D = U_p \cdot I_{Dstr} = 1,1 \cdot 0,159 = 0,18 \text{ W} \quad (3.15)$$

Celková hodnota stratového výkonu na usmerňovači bude $4\Delta P_D = 0,72 \text{ W}$.

Napät'ové dimenzovanie diód

Usmerňovacia dióda sa napät'ovo dimenzuje na záverné napätie, pričom sa zahrňuje rezerva, ktorá je spravidla väčšia ako amplitúda fázového napätia. V sieti s napätím 230 V s ohľadom na toleranciu napätia a na prepätie, ktoré sa v sieti môže vyskytnúť je doporučená hodnota záverného napätia 600 V. Zvolená dióda 1N4007 má hodnotu záverného napätia $U_{RRM} = 1000 \text{ V}$.

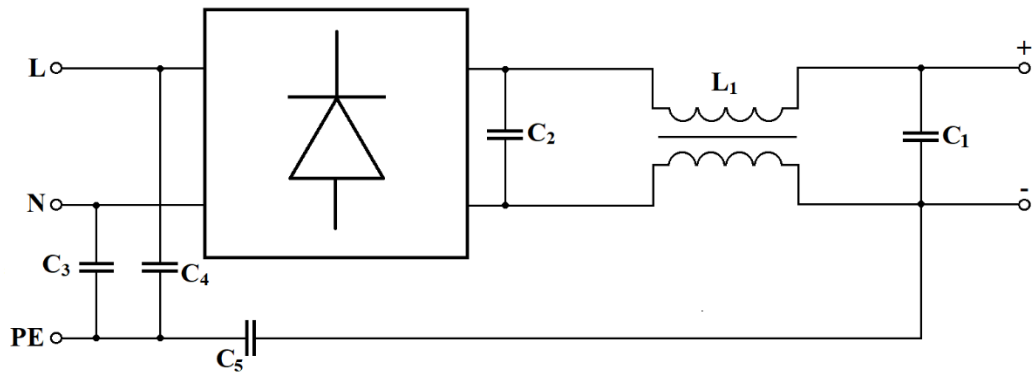
3.1.2 Filtračný kondenzátor

Kapacita kondenzátora (elektrolyt) bola zvolená 68 μF , podľa vypočítanej potrebnej kapacity v rovnici 3.9. Menovité napätie kondenzátora musí byť s rezervou zohľadňujúcou toleranciu napätia v sieti (10%) väčšie ako je amplitúda napätia U_m , preto je použitý kondenzátor s menovitým napätím 400 V.

Prúdovo bude kondenzátor dimenzovaný pre najhorší možný prípad, pri ktorom uvažujeme, že efektívny prúd kondenzátorom I_{Cef} je rovný efektívnemu fázovému prúdu I_{fef} . Potom efektívna hodnota prúdu kondenzátorom je $I_{Cef} = 0,771 \text{ A}$ (rovnica 3.11).

3.1.3 Filtre rušenia

Tranzistorový menič generuje spínaním s veľmi veľkou frekvenciou elektromagnetické rušenie (EMI – Electromagnetic interference), ktoré môže prenikať spätným smerom do siete. Toto vzniknuté rušenie sa snažíme obmedziť pomocou filtrov rušenia, ktoré sú zapojené na vstupnej strane zariadenia, teda na strane usmerňovača. Zapojenie filtrov rušenia je zobrazené na Obr. 3-3.



Obr. 3-3: Filtre rušenia v obvode s usmerňovačom

Filter proti súhlasnému rušeniu je zložený z Y-kondenzátorov C_3 , C_4 , C_5 a súhlasnej kompenzovanej tlmivky L_1 . Hodnoty týchto prvkov je náročné určiť výpočtom, pretože sa nedajú zohľadniť všetky parazitné vlastnosti obvodu. Veľkosť kapacity a indukčnosti použitých komponentov je tak určená experimentálne. Boli použité keramické kondenzátory s kapacitou 4,7 nF. Kondenzátory musia byť dimenzované minimálne na sieťové napätie 230 V.

Tlmivka musí vydržať trvalý odoberaný prúd, tečúci primárom, ktorého hodnota je určená v rovnici 3.11: $I_{lef} = 0,771$ A. Zvolená tlmivka má hodnotu maximálneho dovoleného prúdu 1 A. Menovitá hodnota zvolenej tlmivky je 27 mH.

Filter diferenciálneho rušenia tvorí indukčnosť tlmivky L_1 a X-kondenzátor C_2 , ktorý je umiestnený za usmerňovačom z dôvodu možnosti vynechania vybíjacieho odporu, čím sa ušetrí spotreba v pohotovostnom režime. Ako X-kondenzátor bol použitý zvitkový kondenzátor s kapacitou 220 nF. V schéme na Obr. 3-3 je pre úplnosť vyznačený aj hlavný filtračný kondenzátor jednosmerného medziobvodu.

3.2. Transformátor

Návrh transformátora blokujúceho meniča bude realizovaný pre podmienku $\Psi_{min} = 0$, ktorá bola popísaná v kapitole 2.1. Pre túto podmienku si stanovíme pracovnú striedu s_n , ktorá nesmie byť väčšia ako maximálna strieda s_{max} . Maximálna strieda je daná topológiou obvodu (kapitola 2.2), kde maximálne napätie na tranzistore U_{CEmax} je obmedzené na dvojnásobok napätia medziobvodu.

$$s_{max} = 1 - \frac{U_d}{U_{CEmax}} = 1 - \frac{300}{2 \cdot 300} = 0,5 \quad (3.16)$$

Veľkosť pracovnej striedy s_n zvolíme s ohľadom na regulačnú rezervu a maximálnu striedu, $s_n = 0,35$. Strieda tranzistora nesmie byť malá, pretože by v obvode vznikali veľké prúdové impulzy. Nastavenie priveľkej striedy by viedlo k tomu, že transformátor by sa nestihol včas demagnetovať.

Reálna pracovná (menovitá) hodnota napätia U_{CEn} je menšia ako U_{CEmax} a určíme ju pomocou pracovnej striedy s_n . Zároveň platí podmienka $U_{CEn} > U_d$, ktorá musí byť splnená pre bezpečný pracovný režim meniča.

$$U_{CEn} = \frac{U_d}{1 - s_n} = \frac{300}{1 - 0,35} = 461,5 \text{ V} \quad (3.17)$$

Pre zvolený maximálny výkon P_{zmax} prenášaný transformátorom a maximálnu menovitú striedu s_n určíme hodnotu požadovanej primárnej indukčnosti L_1 a špičkovú hodnotu primárneho magnetizačného prúdu $I_{\mu 1max}$. P_{zmax} volíme s 10 % rezervou prenášaného výkonu. [1]

$$P_{zmax} = P_d \cdot 1,1 = 86,4 \cdot 1,1 = 95,04 \text{ W} \quad (3.18)$$

$$L_1 = \frac{U_d^2 \cdot s_n^2}{2 \cdot f \cdot P_{zmax}} = \frac{300^2 \cdot 0,35^2}{2 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 95,04} = 725 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.19)$$

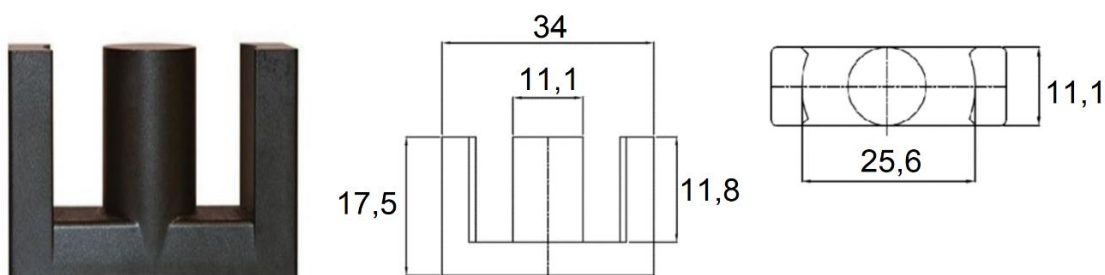
Frekvencia spínania nesmie byť príliš vysoká, pretože na tranzistore by vznikali veľké prepínacie straty. Taktiež nesmieme frekvenciu zvoliť príliš nízku, aby sme nezväčšovali rozmery transformátora. Správnu činnosť meniča bude zabezpečená pri veľkosti zvolenej frekvencie $f = 80 \text{ kHz}$.

$$I_{\mu 1max} = \frac{2 \cdot P_{zmax}}{U_d \cdot s_n} = \frac{2 \cdot 95,04}{300 \cdot 0,35} = 1,81 \text{ A} \quad (3.20)$$

3.2.1 Jadro transformátora

Bolo zvolené feritové jadro transformátora ETD 3411, ktorého následné základné parametre sú [3]:

- Efektívny prierez jadra $S_j = 97,1 \text{ mm}^2$
- Efektívny objem jadra $V_j = 7640 \text{ mm}^3$
- Stredná dĺžka závitu $l_{zstr} = 57,6 \text{ mm}$
- Materiál CF297



Obr. 3-4: Jadro ETD 3411 s rozmermi, prevzaté a upravené z [3]

Zo znalosti maximálnej indukcie $B_{max} = 0,25 \text{ T}$ môžeme následne určiť počet závitov na primárnej strane transformátora [1]:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{\mu 1max}}{B_{max} \cdot S_j} = \frac{725 \cdot 10^{-6} \cdot 1,81}{0,25 \cdot 97,1 \cdot 10^{-6}} = 54,1 \doteq 55 \text{ závitov} \quad (3.21)$$

Potrebný počet závitov na sekundárnej strane transformátora vypočítame pomocou závitov primáru ako:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_z}{U_{CEn} - U_d} = 55 \cdot \frac{14,4}{461,5 - 300} = 4,9 \doteq 5 \text{ závitov} \quad (3.22)$$

Pre určenie dĺžky vzduchovej medzery l_v veľkosť magnetického odporu jadra zanedbáme a budeme vychádzať z rovnice pre magnetický obvod odvodené podľa Hopkinsovho zákona:

$$\frac{B_{max}}{\mu_0} \cdot l_v = N_1 \cdot I_{\mu 1max} \quad (3.23)$$

Potom dĺžka vzduchovej medzery je rovná:

$$l_v = \frac{N_1 \cdot \mu_0 \cdot I_{\mu 1max}}{B_{max}} = \frac{55 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{0,25} \cong 0,5 \text{ mm} \quad (3.24)$$

Veľkosť vypočítanej vzduchovej medzery platí pre celý magnetický obvod. Ten bude realizovaný s dvomi vzduchovými medzerami, ktorých dĺžka bude polovičná.

3.2.2 Dimenzovanie vinutí

Prúd primárnym vinutím je daný prúdom medziobvodu a teda jeho strednou hodnotou určenou v rovnici 3.6: $I_{1str} = 0,317 \text{ A}$.

Pre pílovito zvlnený tvar prúdu daný pracovnou striedou tranzistora $s_n = 0,35$ môžeme určiť efektívnu hodnotu primárneho prúdu ako:

$$I_{1ef} = I_{1str} \cdot \sqrt{1 + \frac{\delta}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{s_n}}} = 0,317 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{0,35}}} = 0,619 \text{ A} \quad (3.25)$$

Pílovitý priebeh má na medzi prerušovaných prúdov (náš prípad) hodnotu relatívneho zvlnenia $\delta = 1$.

Prierez vodiča určíme zo znalosti efektívneho prúdu a prúdovej hustoty použitého vodiča σ . Použitý vodič bude vysokofrekvenčné lanko a to z dôvodu zníženia vplyvu skin-efektu pri vysokej frekvencií spínania. S ohľadom na vplyv skin efektu a aproximity efektu volíme prúdovú hustotu s rezervou $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$ (reálna hodnota prúdovej hustoty bude o niečo vyššia).

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1ef}}{\sigma} = \frac{0,619}{3} = 0,206 \text{ mm}^2 \quad (3.26)$$

Priemer použitého lanka je potom určený z prierezu, pričom je potrebné zahrnúť činiteľ plnenia medi $k_{cu} = 0,5$ (lanko je tvorené žilami).

$$d_{Cu1} = \sqrt{\frac{4 \cdot \frac{S_{Cu1}}{k_{cu}}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot \frac{0,206 \cdot 10^{-6}}{0,5}}{\pi}} = 0,72 \text{ mm} \quad (3.27)$$

Veľkosť efektívnej hodnoty prúdu v sekundárnom vinutí je určený podobne ako v rovnici 3.25. Prúd je vedený diódou s doplnkovou striedou ($I - s_n$). Stredná hodnota prúdu sekundárom je určená veľkosťou požadovaného prúdu na výstupe $I_{2str} = I_{výst} = 6 \text{ A}$.

$$I_{2ef} = I_{2str} \cdot \sqrt{1 + \frac{\delta}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - s_n}}} = 6 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - 0,35}}} = 8,59 \text{ A} \quad (3.28)$$

Prierez sekundárneho vinutia bude určený podobne ako v rovnici 3.26:

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2ef}}{\sigma} = \frac{8,59}{3} = 2,86 \text{ mm}^2 \quad (3.29)$$

Priemer lanka pre sekundárne vinutie je určený rovnako ako v rovnici 3.27: $d_{Cu2} = 2,7 \text{ mm}$.

Overenie realizovateľnosti vinutia

Prierez vf lanka nie je plný, pretože je tvorené z viacerých žíl, medzi ktorými je voľný priestor. Lanko má teda horšie plnenie prierezu, ktoré je zohľadnené činiteľom plnenia $k_{cu} = 0,5$. Jeho uloženie v jadre má taktiež voľné medzery, ktoré sú zohľadnené činiteľom uloženia $k_u = 0,5$. Súčin týchto činiteľov udáva hodnotu vyplnenia prierezu medi v okne pre vinutie:

$$k_{pCu} = k_{cu} \cdot k_u = 0,5 \cdot 0,5 = 0,25 \quad (3.30)$$

Výšku tohto okna pre vinutie sme určili ako $h = 2 \cdot 11,8 = 23,6 \text{ mm}$, pri zahrnutí rezervy sme jej hodnotu stanovili na $h = 22 \text{ mm}$. Šírku okna pre vinutie sme vypočítali $d = \frac{25,6 - 11,1}{2} = 7,25 \text{ mm}$, s rezervou $d = 6,5 \text{ mm}$. Rezervu si stanovujeme z dôvodu neskoršej realizácie, pri ktorej musíme uvažovať nutnosť použitia izolácie pri navíjaní vinutia na kostru. Plocha okna pre vinutie bude mať veľkosť:

$$S_o = h \cdot d = 22 \cdot 6,5 = 143 \text{ mm}^2 \quad (3.31)$$

Na jadro budú celkovo navinuté 4 vinutia: primár N_1 a sekundár N_2 hlavného transformátora, demagnetizačné vinutie N_3 (kapitola 3.3.) a pomocné vinutie N_4 , ktoré napája riadiace obvody (kapitola 4.2.). Prierez demagnetizačného vinutia je 1/5 prierezu primárneho vinutia: $S_{Cu3} = \frac{S_{Cu1}}{5} = \frac{0,206}{5} = 0,04 \text{ mm}^2$ a počet závitov je rovný počtu závitov primárneho vinutia $N_3 = N_1 = 55$ závitov. Pomocné napájacie vinutie N_4 bude realizované drôtom s priemerom $0,3 \text{ mm}$. Vinutie má prierez: $S_{Cu4} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,3^2}{4} = 0,07 \text{ mm}^2$ a počet závitov $N_4 = 3$ závitov (rovnica 4.8).

Čistý prierez medi navinutý na jadre potom určíme ako:

$$\begin{aligned} S_{Cu} &= N_1 \cdot S_{Cu1} + N_2 \cdot S_{Cu2} + N_3 \cdot S_{Cu3} + N_4 \cdot S_{Cu4} = \\ &= 55 \cdot 0,206 + 5 \cdot 2,86 + 55 \cdot 0,04 + 3 \cdot 0,07 = 28,04 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Následne overíme podmienku realizovateľnosti transformátora pre vypočítané prierezy:

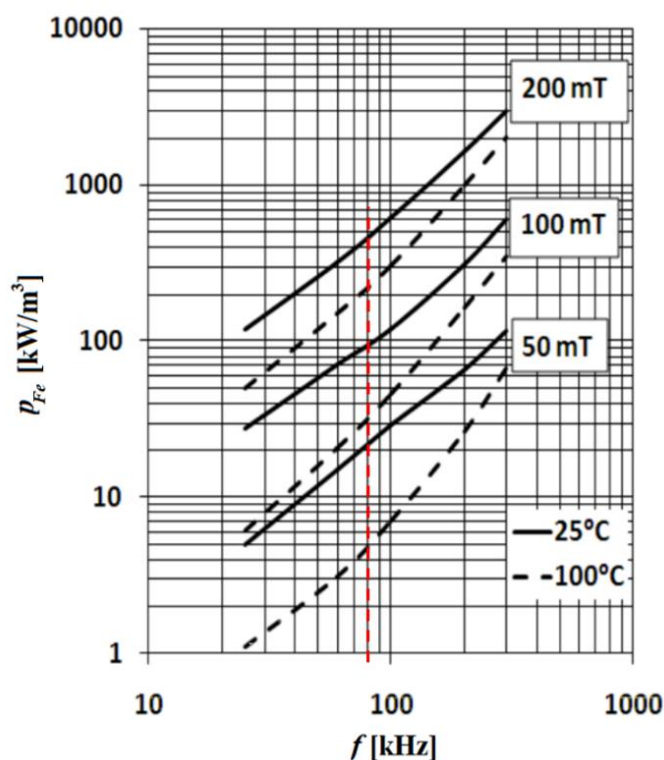
$$\begin{aligned} S_{Cu} &< S_0 \cdot k_{pCu} \\ 28,04 \text{ mm}^2 &< 143 \cdot 0,25 = 35,75 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (3.33)$$

Súčín plochy okna a činiteľa plnenia prierezu medi v okne je väčší ako čistý prierez medi, z čoho usudzujeme, že pre stanovené parametre je vinutie na dané jadro realizovateľné.

3.2.3 Straty transformátora

Straty transformátora určujeme pre overenie realizovateľnosti prierezov a zvolených parametrov transformátora.

Pre zvolené jadro transformátora z materiálu CF297 určíme jeho merné straty p_{Fe} pomocou grafu závislosti merných strát od frekvencie (Obr. 3-4). Parametre pre určenie p_{Fe} sú frekvencia $f = 80 \text{ kHz}$ a veľkosť zdvihu indukcie $\Delta B = 250 \text{ mT}$. Zdvih indukcie ΔB je pri jednočinnom blokujúcom meniči rovný maximálnej indukčii B_{max} . V grafe sú hodnoty zdvihu indukcie pre sínusový priebeh, hodnota nášho zdvihu je v takom prípade dvojnásobná.



Obr. 3-5: Grafická závislosť merných strát jadra CF297 na frekvencii [4]

Odčítame teda straty pre hodnotu zdvihu indukcie 125 mT a to interpolovaním (v grafe nie je krivka pre 125 mT), $p_{Fe} = 188 \text{ kW/m}^3$. Potom veľkosť strát v jadre určíme ako:

$$\Delta P_{Fe} = p_{Fe} \cdot V_j = 188 \cdot 10^3 \cdot 7640 \cdot 10^{-9} = 1,44 \text{ W} \quad (3.34)$$

Straty primárneho vinutia spôsobené prechodom efektívneho prúdu odporom vinutia určíme pomocou strednej dĺžky závitov vinutia l_{zstr} a počtu závitov N a rezistivity medi $\rho_{Cu} = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

$$\Delta P_{Cu1} = I_{1ef}^2 \cdot \rho \cdot \frac{N_1 \cdot l_{zstr}}{S_{Cu1}} = 0,619^2 \cdot 1,7 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{55 \cdot 57,6 \cdot 10^{-3}}{0,206 \cdot 10^{-6}} = 0,1 \text{ W} \quad (3.35)$$

Straty sekundárneho vinutia určíme obdobne:

$$\Delta P_{Cu2} = I_{2ef}^2 \cdot \rho \cdot \frac{N_2 \cdot l_{zstr}}{S_{Cu2}} = 8,59^2 \cdot 1,7 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{5 \cdot 57,6 \cdot 10^{-3}}{2,86 \cdot 10^{-6}} = 0,13 \text{ W} \quad (3.36)$$

Celkové straty transformátora budú potom:

$$\Delta P_{transf} = \Delta P_{Fe} + \Delta P_{Cu1} + \Delta P_{Cu2} = 1,44 + 0,1 + 0,13 = 1,67 \text{ W} \quad (3.37)$$

Straty vo vinutí budú v skutočnosti ešte o niečo vyššie z dôvodu vplyvu skin-efektu a proximity efektu.

3.3. Obvod primáru s tranzistorom

Primárny obvod je v jednospínačovom usporiadaní tvorený výkonovým tranzistorom Si N-MOSFET, vid' Obr. 3-5. Tento tranzistor je namáhaný vyšším napätím – dvojnásobkom napätia medziobvodu. Táto hodnota napätia, je znížená o prepäťové špičky spôsobené rozptylovou indukčnosťou transformátora čo sme dosiahli použitou topológiou obvodu, ktorá je popísaná v kapitole 2.2. Nastat' môžu len veľmi krátke prekmity z parazitnej indukčnosti slučky. Pre vzniknuté prepätie, ktoré môže dosahovať až 700 V (pre sieťové napätie s toleranciou 10 %) sme zvolili tranzistor STF8NK100Z.

Tabuľka 3-1: Základné parametre tranzistora STF8NK100Z [5]

Blokovacie napätie	U_{DS}	1000 V
Odpor v zopnutom stave	$R_{DS(on)100^\circ C}$	1,75 Ω
Trvalý prúd drainom	$I_{D25^\circ C}$	6,5 A
	$I_{D100^\circ C}$	4,3 A
Pulzný prúd drainom	$I_{D(pulse)}$	16 A
Vypínací čas tranzistora	t_{off}	89 ns

Zvolený tranzistor má hodnotu blokovacieho napätia 1000 V, ktorá bude vyhovovať pre dané zapojenie. Výhodou tranzistora sú jeho ľahšie splniteľné požiadavky na budenie, pretože nepotrebuje záporné napätie, vypína sa pri 0 V a pre zopnutie postačuje napätie 10 V. Nevýhodou tranzistora je jeho klasická kremíková technológia s pomerne väčším odporom v zopnutom stave.

Primárnym obvodom bude pretekať prúd $I_{Ief} = 0,619$ A, ktorý bude na tranzistore spôsobovať straty vedením, ktoré určíme ako:

$$\Delta P_{ved} = I_{Ief}^2 \cdot R_{DS(on)100^\circ C} = 0,619^2 \cdot 1,75 = 0,67 \text{ W} \quad (3.38)$$

Zapínacie straty tranzistora budeme zanedbávať, pretože tranzistor bude zapínať pri veľmi nízkych hodnotách prúdu.

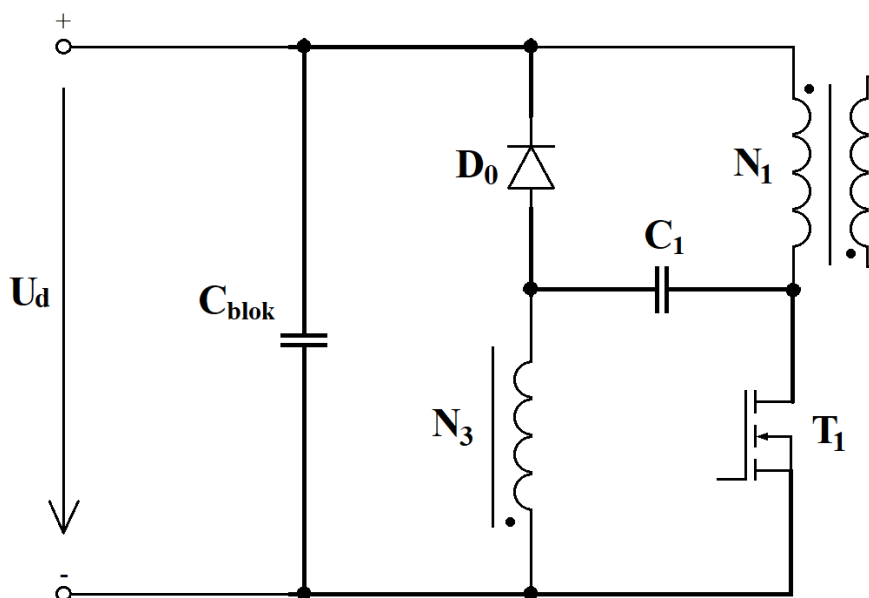
Vypínanie tranzistora bude prebiehať v čase dosiahnutia prúdovej špičky $I_{\mu 1max}$ v obvode, pričom napätie na tranzistore potom dosiahne špičkovej hodnoty $2U_d$. Vypínacie straty budú určené vypínacou energiou W_{off} a frekvenciou spínania:

$$\begin{aligned} \Delta P_{off} &= f \cdot W_{off} = f \cdot \left(\frac{1}{4} \cdot t_{off} \cdot 2 \cdot U_d \cdot I_{\mu 1max} \right) = \\ &= 80 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{1}{4} \cdot 89 \cdot 10^{-9} \cdot 600 \cdot 1,81 \right) = 1,93 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Celkové straty na tranzistore sú potom:

$$\Delta P_{tran} = \Delta P_{ved} + \Delta P_{off} = 0,67 + 1,93 = 2,6 \text{ W} \quad (3.40)$$

V primárnom obvode je vytvorená bezindukčná cesta (hrubou čiarou Obr. 3-5) pomocou kondenzátora C_1 a C_{blok} a nulovej diódy D_0 . Použijeme zvitkové bezindukčné kondenzátory, ktorých kapacitu volíme 100 nF, pričom ich napäťovo dimenzujeme na maximálne napätie obvodu $2U_d$. Volíme teda napätie s bezpečnou rezervou 630 V.



Obr. 3-6: Primárny obvod blokujúceho meniča

Musí byť zvolená rýchla nulová dióda kvôli veľmi krátkemu prepínaciemu deju v obvode. Veľkosť špičkového prúdu ktorý bude tiecť diódou je 1,81 A, ale stredný prúd diódou je malý (0,317 A). Bola zvolená Shottkyho dióda C4D02120 s nasledujúcimi parametrami:

Tabuľka 3-2: Základné parametre diódy C4D02120 [7]

Záverné napätie	U_{RRM}	1200 V
Stredný dovolený prúd	$I_{F(AV)}$	5 A
Špičkový dovolený prúd ($t_{špic} = 8,3 \text{ ms}$)	I_{FSM}	19 A
Priepustné napätie	U_F	1,8 V

Demagnetizačné vinutie N_3 slúži k rekuperácii energie, ktorá je uložená v rozptylovej indukčnosti transformátora, späť do napájania. Toto vinutie je navinuté s rovnakým počtom závitov ako primárne vinutie N_1 transformátora, pričom musí byť koncom pripojené na kondenzátor C_1 . Prierez drôtu demagnetizačného vinutia je volený oveľa menší ako prierez vinutia transformátora a to z dôvodu menších pretekajúcich prúdov. Zo skúsenosti sa volí prierez vinutia N_3 ako 1/5 prierezu primárneho vinutia.

Pri konečnej veľkosti kapacity kondenzátorov C_1 a C_{blok} vzniká na tomto vinutí určité zvlnenie napätia, ktoré vybudí na rozptylovej indukčnosti medzi N_1 a N_3 striedavý prúd. Môže dôjsť aj k nebezpečnej rezonancii ktorú pri oživovaní budeme musieť overiť.

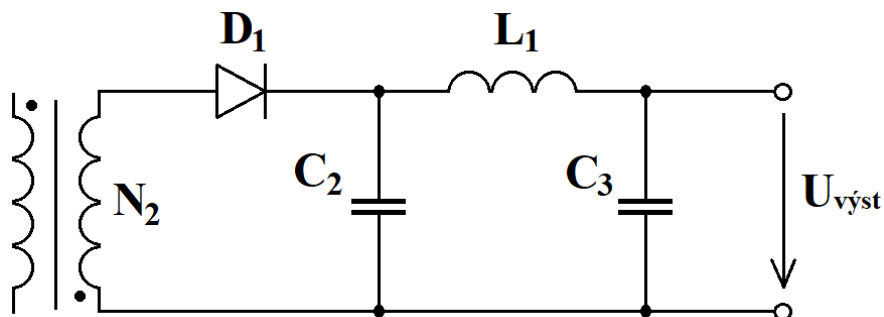
3.4. Výstupný obvod s filtrom

Výstupný obvod za transformátorom je zobrazený na Obr. 3-7. Na výstup transformátora je pripojený jednocestný usmerňovač, ktorý usmerňuje spínané napätie. Toto usmernené napätie je následne vyfiltrované pomocou CLC filtra. Vďaka využitiu tohto filtra a zároveň vysokému kmitočtu blokujúceho meniča sú potrebné kapacity použitých kondenzátorov menšie.

Pre výpočet kapacity kondenzátora C_2 za usmerňovačom použijeme rovnicu 3.9. Zvlnenie napätia volíme $\Delta U = 1 \text{ V}$, potom potrebná kapacita určíme:

$$C_2 = \frac{I_{výst} \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{I_{výst} \cdot s_n}{f \cdot \Delta U} = \frac{6 \cdot 0,35}{80 \cdot 10^3 \cdot 1} = 26,25 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.41)$$

V zapojení volíme dva paralelne zapojené zvitkové kondenzátory s kapacitou 10 μF . Zvitkové kondenzátory volíme z dôvodu vyššieho dovoleného prúdového zaťaženia v porovnaní s elektrolytickými kondenzátormi. Špičkové pracovné napätie kondenzátora je $U_{výst} + \Delta U$, je však možný vznik prekmítov, vznikajúcich pri náhlom odľahčení zdroja. V najhoršom prípade tieto prekmity môžu dosahovať 50% z výstupného napätia. Napät'ovo tak kondenzátor dimenzujeme minimálne na 50 V.



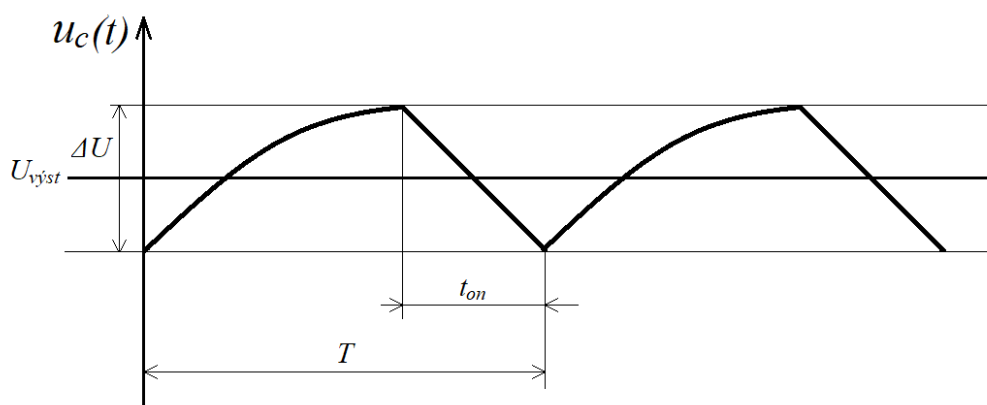
Obr. 3-7: Výstupný obvod s filtrom

Uvažujeme, že napätie na kondenzátore C_3 je konštantné, potom tvar zvlnenia napätia na indukčnosti L_1 je rovnaké ako na kondenzátore C_2 . Priebeh napätia so zvlnením na tomto kondenzátore vidíme v Obr. 3-8. Toto napätie má veľkú jednosmernú zložku, zatiaľ čo indukčnosť žiadnu jednosmernú zložku obsahovať nemôže. Zvlnenie prúdu filtračnou indukčnosťou určíme potom z integrálu tohto priebehu, teda z plochy pod krivkou v časti nad alebo pod nulou. Približne túto plochu môžeme určiť z trojuholníka, ktorého základňa je polovica periódy T a výška je polovica zvlnenia napätia ΔU . [6]

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot \int u_L dt \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta U}{2} = \frac{\Delta U}{8 \cdot f \cdot L} \quad (3.42)$$

Zvlnenie prúdu volíme desatinu z výstupného prúdu $\Delta I = 0,6$ A, pričom povolíme zvlnenie napätia približne 5% z výstupného, $\Delta U = 0,7$ V. Potom môžeme približne určiť veľkosť filtračnej indukčnosti ako:

$$L \cong \frac{\Delta U}{8 \cdot f \cdot \Delta I_L} = \frac{0,7}{8 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 0,6} = 1,8 \mu\text{H} \quad (3.43)$$



Obr. 3-8: Zvlnenie napätia na filtračnom kondenzátore, prevzaté a upravené z [6]

Určenie potrebnej kapacity kondenzátora C_3 LC filtra vychádza zo znalosti Thompsonovho vzťahu pre výpočet medznej frekvencie filtra. Daný filter je druhého rádu a pre harmonický priebeh napätia platí, že jeho útlm bude závisieť na druhej mocnине pomeru vstupnej a medznej frekvencie. Pre približný návrh kondenzátora bude táto úvaha

postačovať, aj keď v skutočnosti je priebeh zvlnenia na kondenzátore neharmonický. Veľkosť medznej frekvencie filtra volíme 10% zo spínacej frekvencie tranzistora $f_r = 8 \text{ kHz}$. Kapacitu kondenzátora filtra potom určíme ako:

$$C_3 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (8 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-6}} = 220 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.44)$$

Bol zvolený elektrolytický kondenzátor s parametrami 220 $\mu\text{F}/100\text{V}$.

Usmerňovacia dióda

Pre usmernenie spínaného napätia za sekundárom transformátora použijeme Schottkyho diódu. Záverné napätie na dióde určíme ako súčet výstupného napätia $U_{výst}$ a pretransformovaného napätia z primárneho vinutia.

$$U_{KA} = U_{výst} + U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} = 14,4 + 300 \cdot \frac{5}{55} = 41,67 \text{ V} \quad (3.45)$$

Toto napätie môže byť navýšené o prípadné prekmity spôsobené rozptylovou indukčnosťou transformátora. Preto volíme diódu MBR20100CT [8] so záverným napätím 100 V. Jedná sa v podstate o usmerňovač zložený z dvoch diód zapojených paralelne, čím je dosiahnutá zvýšená hodnota dovoleného prenášaného prúdu.

Pre požadovaný výstupný prúd 6 A bude dióda s hodnotou dovoleného prúdu 10 A postačovať. Pretransformovaná špičková hodnota prúdu sekundárom bude určená ako:

$$I_{2max} = I_{\mu 1max} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 1,81 \cdot \frac{55}{5} = 19,91 \text{ A} \quad (3.46)$$

Dovolená hodnota opakovaného špičkového prúdu jednej diódy je 10 A, čo pri dvoch diódach spojených paralelne vedie k dovolenej hodnote 20 A. Pre vypočítaný špičkový prúd 19,91 A je táto hodnota dostačujúca.

Veľkosť strát prechodom prúdu diódou určíme z prahového napätia a strednej hodnoty prúdu. Z katalógového listu zistíme prahové napätie $U_p = 0,7 \text{ V}$, pričom je uvažovaný polovičný prúd prechádzajúci diódou, ktorý sa delí medzi dve diódy zapojené paralelne v púzde.

$$\Delta P_D = U_p \cdot I_{Dstr} = 0,7 \cdot 6 = 4,2 \text{ W} \quad (3.47)$$

Záporný pól výstupu je potrebné z dôvodu bezpečnosti pripojiť na zem – PE svorku. Ak dôjde k situácii prierazu vinutí primár – sekundár, začne výstupom do zeme tiecť prúd, ktorý vybaví prúdový chránič alebo istič.

3.5. Chladič

Tepelné straty vytvorené prechodom prúdu je potrebné účelne odvádzať do okolia a ochladzovať tak jednotlivé komponenty. Pri realizácii chladiaceho systému sú uvažované najmä polovodičové súčiastky, na ktorých podľa výpočtov vzniká relatívne

veľká tepelná strata. Toto vygenerované teplo by mohlo zvýšiť teplotu polovodičov nad dovolenú, čo by viedlo k poškodeniu PN priechodu. Uvažované súčiastky sú MOSFET tranzistor v primárnom obvode a sekundárna dióda na výstupe.

Určíme celkový stratový výkon P_{strat} súčtom jednotlivých stratových výkonov vypočítaných v predošlých kapitolách (rovnice 3.47 a 3.40).

$$P_{strat} = \Delta P_D + \Delta P_{tran} = 4,2 + 2,6 = 6,8 \text{ W} \quad (3.48)$$

Tento výkon bude musieť chladič za daných okolností uchladiť. Pri približnom určení tepelného odporu chladiča $R_{\theta_{ch}}$ nepredpokladáme, že by teplota okolia bola za bežnej prevádzky vyššia ako $\vartheta_o = 30 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Maximálnu teplotu priechodu súčiastok volíme s bezpečnou rezervou voči údajom z katalógového listu na $\vartheta_j = 120 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Tepelné odpory tranzistora a diódy ($R_{\theta_{tran}}$ a R_{θ_D}) sú výslednými tepelnými odpormi súčiastok pripevnených k chladiču. Vzniknú sčítaním vnútorného tepelného odporu súčiastky prechod – puzdro $R_{\theta_{jc}}$ (junction-case) a stykového tepelného odporu medzi súčiastkou a chladičom $R_{\theta_{cs}}$ (puzdro – elektroizolačná podložka – chladič). Tieto odpory sčítavame pretože každá súčiastka má vlastné puzdro, ktorým bude prichytená na chladič, ktorý bude spoločný pre obe súčiastky.

Medzi puzdrom a chladičom bude použitá teplovodivá elektroizolačná podložka zo silikónového materiálu. Pre použitú podložku a puzdro typu TO220 môžeme uvažovať tepelný odpor zhruba $R_{\theta_{cs}} = 1 \text{ K/W}$. Tepelné odpory prechod – puzdro $R_{\theta_{jc}}$ súčiastok zistíme z katalógových listov [5] a [8]:

- Tranzistor STF8NK100Z: $R_{\theta_{jctran}} = 3,1 \text{ K/W}$
- Dióda MBR20100CT: $R_{\theta_{jcD}} = 2 \text{ K/W}$

Tepelný odpor tranzistora môžeme teda vypočítať: $R_{\theta_{tran}} = R_{\theta_{jctran}} + R_{\theta_{cs}} = 3,1 + 1 = 4,1 \text{ K/W}$ a tepelný odpor diódy podobne: $R_{\theta_D} = R_{\theta_{jcD}} + R_{\theta_{cs}} = 2 + 1 = 3 \text{ K/W}$.

Pre určenie teploty chladiča musíme zistiť jednotlivé tepelné spády na súčiastkach:

$$\Delta \vartheta_{tran} = \Delta P_{tran} \cdot R_{\theta_{tran}} = 2,6 \cdot 4,1 = 10,66 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (3.49)$$

$$\Delta \vartheta_D = \Delta P_D \cdot R_{\theta_D} = 4,2 \cdot 3 = 12,6 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Z týchto tepelných spádov nás bude zaujímať ten najväčší (najhorší prípad), ktorý následne odpočítame od teploty priechodu a určíme tak uvažovanú teplotu chladiča:

$$\vartheta_{ch} = \vartheta_j - \vartheta_D = 120 - 12,6 = 107,4 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (3.50)$$

Následne zo znalosti celkového stratového výkonu P_{strat} a teploty chladiča a okolia môžeme určiť požadovanú veľkosť tepelného odporu chladiča:

$$R_{\theta_{ch}} = \frac{\vartheta_{ch} - \vartheta_o}{P_{strat}} = \frac{107,4 - 30}{6,8} = 11,38 \text{ K/W} \quad (3.51)$$

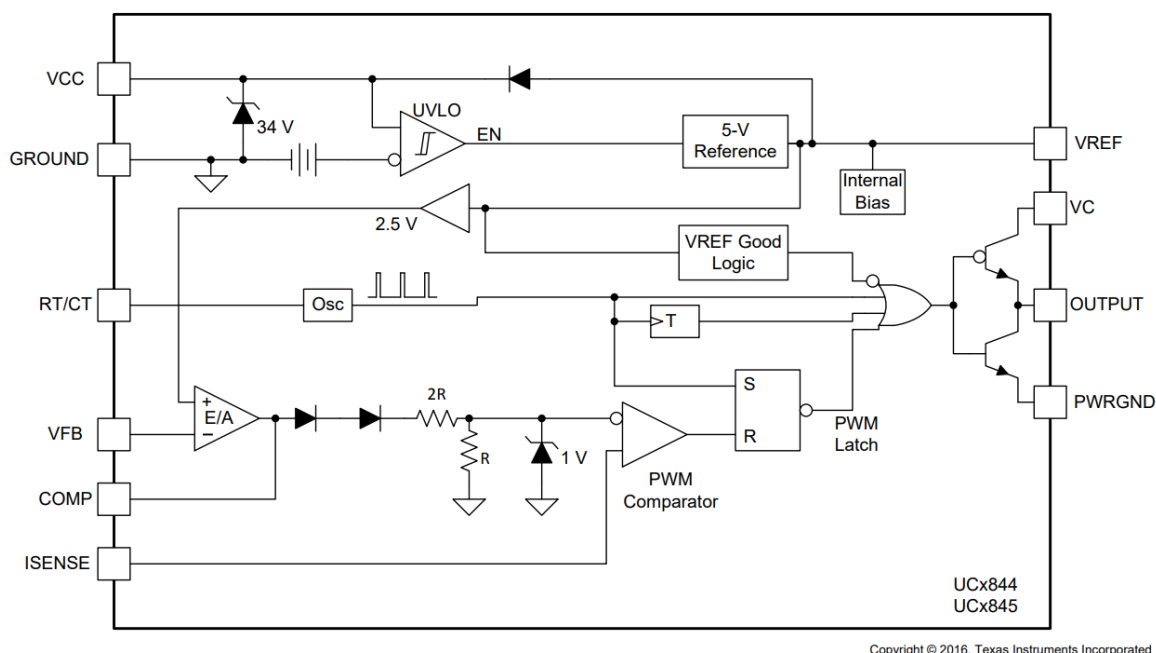
Pre realizáciu bude postačovať chladič s týmto tepelným odporom. Súčiastky neumiestnené na chladiči, budú chladené prirodzeným prúdením vzduchu.

4 NÁVRH RIADIACEJ ČASTI OBVODU

Návrh riadiacej časti obvodu vykonávame s ohľadom na určené parametre silového obvodu v predošlej kapitole. Riadiaca logika spínania tranzistora je realizovaná pomocou jednoúčelového integrovaného obvodu (IO) UC3844, určeného pre riadenie jednočinných spínacích zdrojov.

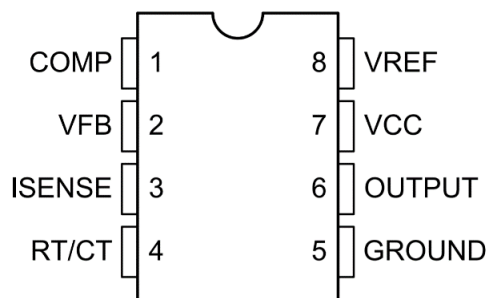
4.1. Popis integrovaného obvodu UC3844

UC3844 patrí do série integrovaných obvodov, ktoré poskytujú potrebné vlastnosti pre realizáciu DC-DC meničov s pevne nastavenou frekvenciou, a to s minimálnym počtom externých komponentov. Zapojenie vnútorných implementovaných obvodov je zobrazené v Obr. 4-1.



Obr. 4-1: Schéma vnútorného zapojenia IO UC3844 [9]

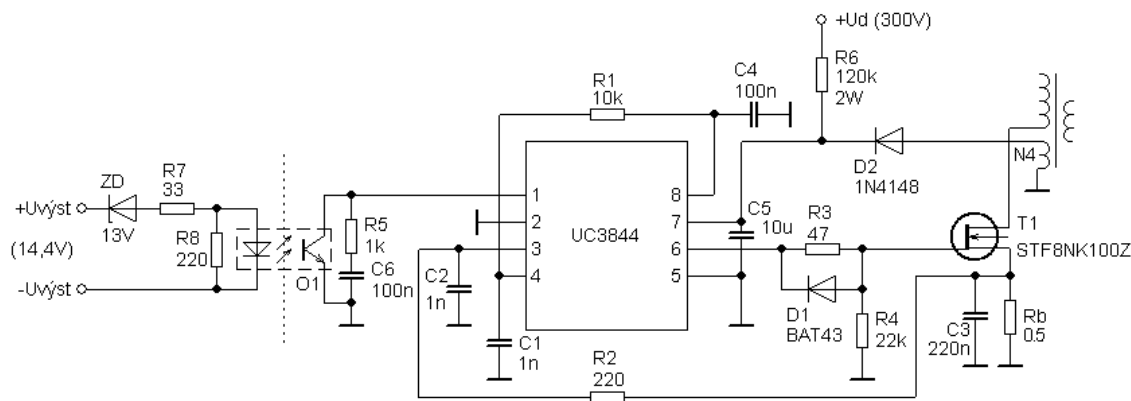
Vnútorné obvody zahrňujú podpäťovú ochranu (undervoltage lockout – UVLO), ktorá odpája obvod pri nebezpečnom poklese napätia pod 10 V. Taktiež je zabezpečený nízky štartovací prúd (menší ako 1 mA). Ďalším vnútorným obvodom je logika, ktorá zaisťuje pulzno šírkovú moduláciu (PWM) a komparátor poskytujúci kontrolu limitných hodnôt prúdu. Výstup je usporiadaný pre oba smery špičkového prúdu, pričom je vhodný pre ovládanie MOSFET tranzistorov s kanálom typu N. Pracovná strieda obvodu sa pohybuje v rozsahu 0 – 50 %, čo je dosiahnuté pridaným vnútorným prepínačom. Pre náš obvod je tento rozsah striedy vyhovujúci, pretože menič navrhujeme pre pracovnú striedu $s_n = 0,35$. Pre danú špecifikáciu bolo zvolené 8 pinové puzdro, vid' Obr. 4-2. [9]



Obr. 4-2: Puzdro integrovaného obvodu UC3844 (horný pohľad), prevzaté z [9]

4.2. Činnosť riadiaceho obvodu

Popisovaná činnosť riadiaceho obvodu podlieha schéme zapojenia, ktorá je znázornená v *Obr. 4-3*. Základným princípom funkcie riadiaceho obvodu je zopnutie výkonového tranzistora, tým že sa na výstupe (pin OUTPUT) objaví signál (log. 1), ktorý je privedený na hradlo tranzistora. Následne sa tranzistor otvorí a začne ním prechádzať prúd, ktorý bude rásť až pokiaľ sa na prúdovom snímaní (pin ISENSE) nezaregistruje prekročenie určitej hodnoty prúdu. To reprezentuje prekročenie danej hodnoty napätia na tomto pine a po jeho prekročení sa vyšle signál na vypnutie tranzistora a čaká sa na ďalšie spustenie, ktoré je určené pevne stanovenou frekvenciou. Napätie (preklápacia úroveň) na tomto pine sa pohybuje v rozmedzí 0 – 1 V, pričom napätím 1 V je daný maximálny špičkový prúd tranzistorom, ktorý tak z princípu obvod nedovolí prekročiť. Podľa veľkosti signálu zo spätnej väzby (pin COMP) sa mení preklápacia úroveň, čím sa dosiahne napr. pri odľahčení výstupu zdroja udržanie konštantného napätia.



Obr. 4-3: Schéma zapojenia riadiaceho obvodu

Snímanie prúdu je realizované bočníkom R_b , ktorý je v sérii zapojený so sourcom (emitorom) tranzistora. Tento bočník sníma prúd a prekonvertuje ho na určité napätie, ktoré sa stáva vstupným signálom pre pin ISENSE, ktorý je neinvertujúcim vstupom pre PWM komparátor. Signál je následne porovnávaný so signálom úmerným odchýlke výstupného napätia. Veľkosť tohto bočníku určíme tak, aby na ňom vznikalo napätie 1 V pri priechode maximálnym špičkovým prúdom tranzistora $I_{\mu 1max}$.

$$R_b = \frac{U_b}{I_{\mu 1max}} = \frac{1}{1,81} = 0,55 \Omega \quad (4.1)$$

Bola zvolená veľkosť bočníku $0,5 \Omega$, na ktorom budú vznikať straty závislé na kvadráte efektívneho prúdu, ktorý ním preteká. Veľkosť týchto strát je potrebná pre vhodné nadimenzovanie bočníka.

$$P_{Rb} = R_b \cdot I_{1ef}^2 = 0,5 \cdot 0,619^2 = 0,19 \text{ W} \quad (4.2)$$

Paralelne pripojený kondenzátor C_3 k bočníku slúži pre potlačenie špičiek, ktoré na ňom vznikajú pri zopnutí tranzistora. Tieto špičky môžu vznikať rýchlym prebíjaním parazitných kapacít, a to hlavne u transformátora. Veľkosť kapacity tohto kondenzátora určíme tak, aby príliš neskresľovala vysokofrekvenčný priebeh signálu. Časová konštanta τ kondenzátora spoločne s bočníkom by mala byť oveľa menšia ako perióda spínania meniča, ktorá je $12,5 \mu\text{s}$. Z toho dôvodu volíme hodnotu $\tau = 150 \text{ ns}$ a potom veľkosť kondenzátora vypočítame ako:

$$C_3 = \frac{\tau}{R_b} = \frac{150 \cdot 10^{-9}}{0,55} = 273 \text{ nF} \quad (4.3)$$

Z dostupných kondenzátorov volíme veľkosť 220 nF .

Za tento bočník s kondenzátorom je ešte zaradený ďalší filter tvorený rezistorom R_2 a kondenzátorom C_2 . Tento filter potlačuje prípadne ďalšie prepustené napäťové špičky, ktoré pokiaľ by neboli dostatočne potlačené, mohli by spôsobiť falošné vypnutie tranzistora takmer hneď po je ho zapnutí.

Časovací rezistor R_1 a kondenzátor C_1 pripojené na pin RT/CT určujú bod pre fixnú frekvenciu oscilátora. Druhým vývodom je časovací rezistor pripojený na referenčné napätie (pin VREF) a kondenzátor je pripojený na zem. Pre najoptimálnejšie nastavenie sa vývod kondenzátora ku zemi musí realizovať čo najkratšou priamou cestou. Obvod UC3844 má v sebe deličku dvomi, čím je obmedzená maximálna strieda výstupu na 50% , čo ako už bolo spomenuté je pre našu aplikáciu vhodné. Frekvenciu oscilátora f_{osc} potom nastavujeme na dvojnásobnú hodnotu spínacej frekvencie a teda 160 kHz . Odporúčaný rozsah veľkosti rezistora podľa katalógového listu je $5 - 100 \text{ k}\Omega$, volíme veľkosť $10 \text{ k}\Omega$. Potom dopočítame veľkosť kondenzátora ako: [9]

$$C_1 = \frac{1,72}{f_{osc} \cdot R_1} = \frac{1,72}{160 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 1,08 \text{ nF} \quad (4.4)$$

Veľkosť kapacity kondenzátora C_1 volíme 1 nF .

Napätie na pine VREF je referencia pre zosilňovač odchýlky a pre iné vnútorné obvody, pričom jeho hodnota je 5 V s toleranciou $\pm 2 \%$. V dôsledku rýchlych prepínacích dejov môže vznikať šum, ktorý znižuje stabilitu tohto napätia. Pre obmedzenie šumu a zaistenie stability napätia sa na tento pin pripojí keramický

kondenzátor C_4 . Kondenzátor musí byť pripojený čo najbližšie k puzdru IO a jeho minimálna hodnota musí byť 100 nF.

Spätná väzba z výstupu je realizovaná zenerovou diódou ZD , rezistormi R_7 a R_8 , ktoré tvoria napäťový delič a optočlenom O_1 . Zenerova dióda v sérii s vysielacou diódou optočlenu slúži pre nastavenie strmej prevodnej charakteristiky spätnej väzby. Princíp napäťovej regulácie spočíva v obmedzení výstupného výkonu. Pri dosiahnutí požadovaného napätia na výstupe začne dióda v optočlene svietiť, čím sa jeho výstupný tranzistor začne otvárať. Tým dôjde k zníženiu napätia na pine COMP a následne k zníženiu komparačného prahu na pine ISENSE, čím sa zníži veľkosť vypínacieho prúdu tranzistora a obmedzí sa tak výstupný výkon. Pin COMP je výstup vnútorného operačného zosilňovača, ktorý je pomocou uzemnenia pinu VFB vyradený z prevádzky. Týmto je dovolené jeho výstup externe obmedzovať a znižovať tak prúdový vypínací prah. Prípadný vznik kmitania spätnej väzby budeme riešiť osadením rezistora R_5 a kondenzátora C_6 , ktoré menia dynamiku spätnoväzbovej slučky. Signál spätnej väzby musí byť vyvedený spreď vyhladzovacej tlmivky, aby sa spätná väzba nemohla rozkmitať, pretože LC filter vnáša do prenosu sústavy ďalšie dva rády.

Výstup riadiaceho obvodu (pin OUTPUT) je pripojený na hradlo výkonového tranzistora, ktoré tak ovláda budiacim signálom. Koncový stupeň výstupu zvláda prúdové špičky až do 1 A. Stredný výstupný prúd I_{OUT} je určený veľkosťou spínacej frekvencie f a celkovým nábojom hradla (gate) Q_g MOSFET tranzistora, ktorý sme určili z katalógového listu [5], pre $U_{GS} = 14$ V je $Q_g = 95$ nC.

$$I_{OUT} = f \cdot Q_g = 80 \cdot 10^3 \cdot 95 \cdot 10^{-9} = 7,6 \text{ mA} \quad (4.5)$$

Na tento výstup ja zapojený rezistor R_3 , ktorý slúži pre spomalenie zapnutia tranzistora. Paralelne k nemu je pripojená dióda D_1 , ktorá rýchlo odvedie nahromadený náboj v tranzistore v okamžiku vypnutia, pretože vstupná elektróda (Gate) tranzistora MOSFET sa chová ako kapacita. Týmto zapojením je dosiahnutá krátka vypínacia doba, pričom zapnutie tranzistora nemusí byť rýchle, pretože prúd rastie pomaly. Pomalšie zapnutie vedie k zmenšeniu rušenia a menším parazitným kapacitným špičkám na bočníku R_b . Na hradlo je ďalej pripojený ochranný vybíjací rezistor R_4 , ktorý zavrie tranzistor, pokiaľ je integrovaný obvod vypnutý, alebo sa preruší prúdová cesta.

Medzi napájanie integrovaného obvodu (pin VCC) a zem (pin GROUND) je pripojený blokovací kondenzátor C_5 napájacieho napätia. Kondenzátor sa po zapnutí nabíjačky nabíja rezistorom R_6 pomocou usmerneneného napätia U_d . Tento odpor bude dodávať energiu do obvodu len počas prvotného rozbehnutia zdroja, pretože pri zapnutí nie je na pomocnom napájacom vinutí N_4 žiadne napätie. V štartovacom režime bude obvod odoberať veľmi malý prúd, tzv. standby prúd s veľkosťou maximálne 1 mA. Veľkosť rezistora R_6 určíme ako:

$$R_6 = \frac{U_d - 16}{I_{stdby}} = \frac{300 - 16}{2 \cdot 10^{-3}} = 142 \text{ k}\Omega \quad (4.6)$$

Štartovací rezistor R_6 teoreticky musí dodať len prúd v režime standby (1 mA), ale z praktických dôvodov volíme väčšiu prúdovú rezervu (2 mA). Rezerva je vhodná v prípade poklesu napätia v sieti, alebo zvodu kondenzátora na napájanie IO. Z rady normalizovaných odporov volíme veľkosť 120 k Ω . Straty vzniknuté na odpore určíme ako:

$$P_{R6} = \frac{(U_d - 16)^2}{R_6} = \frac{(300 - 16)^2}{120 \cdot 10^3} = 0,67 \text{ W} \quad (4.7)$$

Bežné vrstvomé rezistory s menovitým výkonom 0,6 W by neboli dostačujúce, pretože by sa prehrievali na veľmi vysokú teplotu (už pri polovičných menovitých stratách má rezistor teplotu približne 200 °C alebo viac). Volíme menovitý výkon rezistora 2 W.

Keď napájacie napätie dosiahne 16 V, IO sa zapne a začne odoberať väčší prúd, ktorý už rezistor R_6 nedokáže pokryť. Pre pokrytie napájacieho prúdu je kondenzátor dobíjaný cez diódu D_2 , ktorá je pripojená na pomocné vinutie N_4 na transformátore. Počet závitov vinutia N_4 by mal byť taký, aby na jeho vývode bolo napätie U_{CC} približne 16 V pri menovitom napätí v medziobvode $U_d = 300 \text{ V}$.

$$N_4 = N_1 \cdot \frac{U_{CC}}{U_d} = 55 \cdot \frac{16}{300} = 2,93 \doteq 3 \text{ závit} \quad (4.8)$$

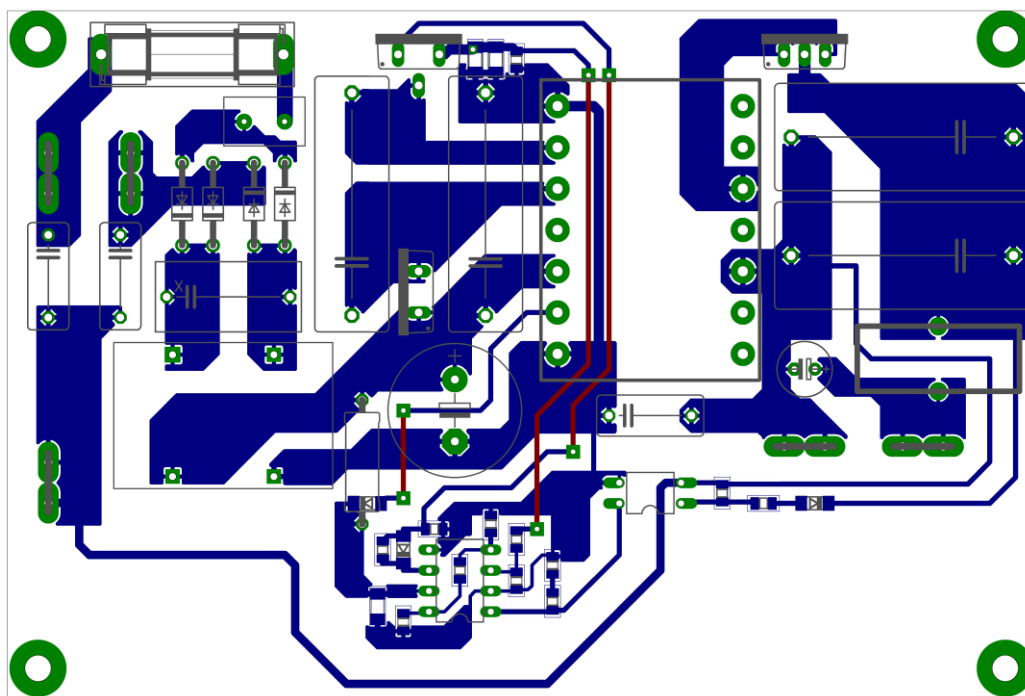
Diódou je následne usmerný priepustný pulz tohto napätia v dobe zopnutia tranzistora. Napájacie napätie U_{CC} má určité limitné hranice, pri zvýšení napätia nad 20 V by hrozilo poškodenie gate elektródy tranzistora a naopak pri znížení napätia pod 10 V zareaguje podpäťová ochrana IO a obvod sa vypne. Prúd vinutím uvažujeme veľmi malý, preto bude pri jeho realizácii postačovať tenký lakovaný drôt s priemerom približne 0,3 mm.

5 NÁVRH A REALIZÁCIA DPS

Na základe návrhu silovej a riadiacej časti bola zostrojená výsledná schéma meniča zobrazená v *Obr. 5-4* (na konci kapitoly). Tejto schéme podliehal návrh DPS popísaný v nasledujúcej kapitole.

5.1. Návrh DPS

Návrh dosky plošných spojov (DPS) bol realizovaný v programe Eagle 8.0.1. V programe bolo navrhnuté rozmiestnenie ciest a súčiastok jednovrstvovej DPS, ktoré je zobrazené na *Obr. 5-1*. V obrázku je vidieť rozloženie silovej a riadiacej časti (umiestnenej dole). Pri návrhu rozmiestnenia súčiastok sa kládol dôraz na dosiahnutie čo najmenšieho výsledného rozmeru DPS. Nutnosť čo najmenších väzieb určitých súčiastok, však viedla často k protichodným nárokom, ktoré návrh komplikovali.



Obr. 5-1: Návrh DPS

Pri návrhu bolo potrebné dbať na dostatočné prúdové dimenzovanie ciest, teda ich vhodnú šírku, najmä pri silových obvodoch nachádzajúcich sa na výstupe (sekundári) transformátora, kde sú cesty značne zaťažované veľkými prúdmi (do 6 A).

V primárnom obvode bola vytvorená cesta demagnetizačného obvodu, tak aby mala čo najmenšiu indukčnosť, tzn. vytvorenie čo najkratších ciest medzi súčiastkami. Cesty boli tvorené vylieváním polygónov, čo taktiež potláčalo indukčnosť daných ciest.

Dostatočné galvanické oddelenie zabezpečuje transformátor a optočlen, ktoré sú v DPS umiestnené pod sebou. Cesty medzi primárom a sekundárom sú tak od seba dostatočne vzdialené a odolné voči prierazom.

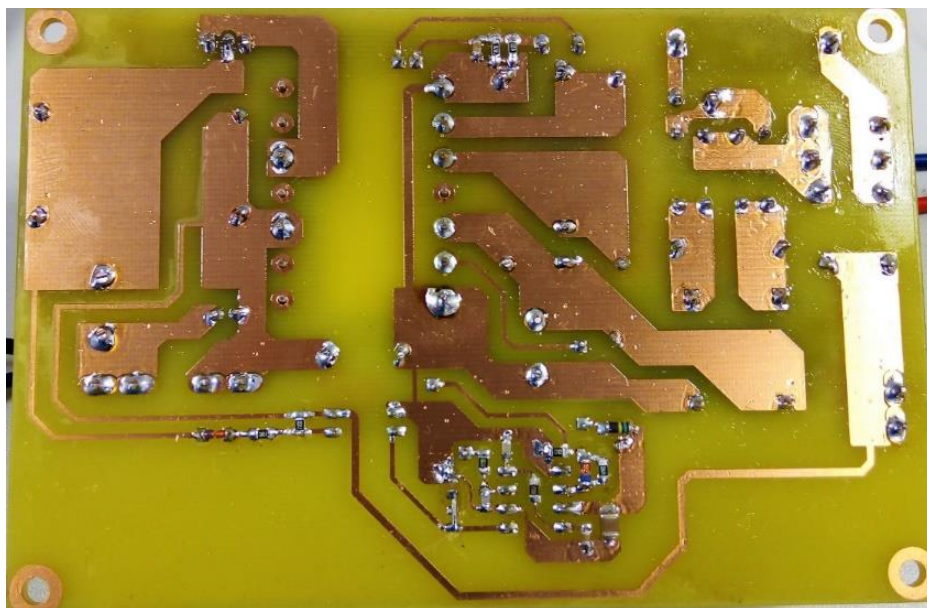
Spoje od výstupu optočlena sú vedené vedľa seba a pripojené čo najbližšie k filtračným kondenzátorom, čím je obmedzené prenikanie rušenia do spätnoväzbového signálu.

Výkonový tranzistor a dióda na sekundári sú umiestnené na kraji dosky z dôvodu ich osadenia na spoločný chladič. Budiace signály z riadiacej časti sú vedené na gate tranzistora pomocou prepojky vrchnou časťou dosky. Rovnakým spôsobom je vedený signál z bočníku do riadenia pre snímanie prúdu.

5.2. Tvorba DPS a osadzovanie

DPS bola vytvorená v školskom laboratóriu pomocou fotocesty, pri ktorej bolo potrebné dbať na dostatočné priľnutie vzoru na fotocitlivú vrstvu dosky. Následne doska prešla vývojkou a leptacím procesom, po ktorom na nej ostali len vodivé cesty podľa vzoru ako na *Obr. 5-2*. V obrázku je vidieť osadenie spodnej strany SMD súčiastkami, ktorými je realizovaný riadiaci obvod a bočník.

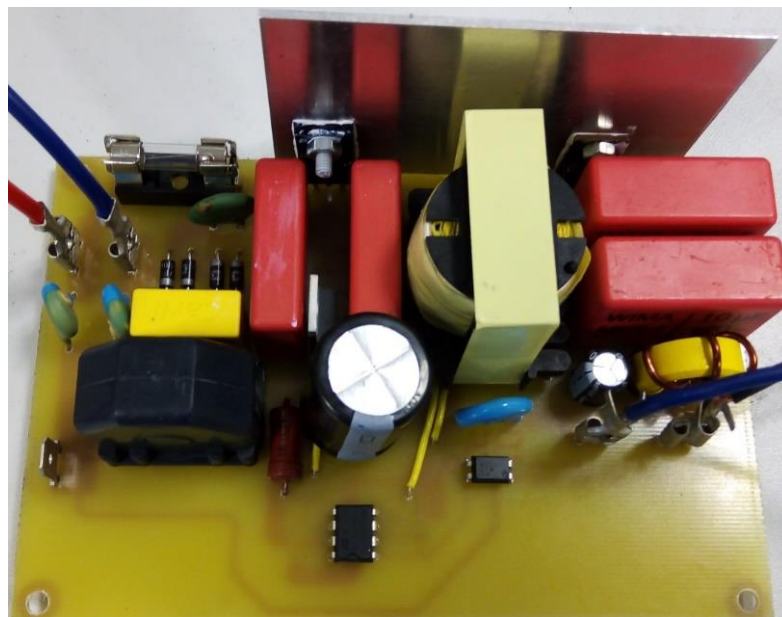
Izolačná bariéra je dosiahnutá dostatočnou vzdialenosťou ciest medzi primárom a sekundárom, čo je vidieť v *Obr. 5-2*.



Obr. 5-2: DPS zo spodnej strany

Po navŕtaní dier, očistení a ošetrení spájkovacím lakom sa DPS osadila súčiastkami. V *Obr. 5-3* je zobrazená horná strana DPS s osadenými súčiastkami. Puzdro tranzistora a výstupnej diódy boli spoločne pripevnené na chladič, pričom na ich chladiacu plochu bola nanesená teplovodivá pasta.

Prepojky hornou vrstvou boli realizované izolovanými drôtnami. Prepojenia gate signálu tranzistora a bočného signálu boli vedené popod transformátor.



Obr. 5-3: DPS z hornej strany

5.2.1 Transformátor

Transformátor bol manuálne navinutý na 14-pinovú kostru s jadrom ETD 3411. Na kostre sú navinuté 4 vinutia – primárne, sekundárne, demagnetizačné a pomocné pre napájanie riadiaceho obvodu. Počet navinutých závitov a priemer lanka (drôtu) bol zvolený na základe výpočtov v časti návrhu. Sekundárne vinutie bolo navinuté bifilárne vysokofrekvenčným lankom s prierezom $1,23 \text{ mm}^2$ pre lepšiu realizovateľnosť. Použitý prierez lanka ($2,26 \text{ mm}^2$) je tak o niečo menší ako vypočítaný ($2,86 \text{ mm}^2$). Na vinutí tak vzniknú väčšie straty ako vypočítané – bude sa viac zahrievať.

Medzi vinutiami primáru bola namotaná izolačná páska v dvoch vrstvách pre zabezpečenie dostatočnej izolačnej pevnosti. Vinutie sekundáru, umiestnené na hornej vrstve, bolo oddelené 4 vrstvami izolačnej pásky od primárnej strany.

Na základe výpočtu dĺžky vzduchovej medzery $l_v = 0,5 \text{ mm}$ v rovnici 3.24 bola zrealizovaná medzera medzi dvoma časťami jadra. Následne bola jej dĺžka upravená podľa zmeranej indukčnosti v primárnom obvode. Dosiahnutá indukčnosť v primárnom obvode bola $638 \mu\text{H}$, pričom vypočítaná hodnota z rovnice 3.19 je $L_I = 725 \mu\text{H}$. V porovnaní s výpočtom sme zvolili menšiu hodnotu primárnej indukčnosti, aby sa transformátor nepresycoval.

5.2.2 Vyhladzovacia tlmivka

Vyhladzovacia tlmivka v sekundárnom obvode bola zrealizovaná na železoprachovom jadre z inej tlmivky, z ktorej bolo odstránené pôvodné vinutie. Indukčnosť pôvodnej tlmivky bola zmeraná: $L_P = 74 \mu\text{H}$, pri počte 35 závitov. Indukčnosť novej tlmivky bola vypočítaná v rovnici 3.43 ako: $L_N = 1,8 \mu\text{H}$. Pre novú tlmivku je potrebné určiť počet závitov pre dosiahnutie danej indukčnosti. Ten určíme na základe

údajov o pôvodnej tlmivke a skutočnosti, že nová tlmivka bude navinutá na rovnaké jadro a magnetický odpor (resp. vodivosť) tak ostáva rovnaký. Indukčnosť je na počte závitov závislá kvadraticky podľa vzorca:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (5.1)$$

Vyjadrením počtu závitov pre novú a pôvodnú cievku a ich podelením získame rovnicu pre výpočet počtu nových závitov:

$$\frac{N_N}{N_P} = \frac{\sqrt{L_N \cdot R_m}}{\sqrt{L_P \cdot R_m}} = \frac{\sqrt{L_N}}{\sqrt{L_P}} \quad (5.2)$$

Počet závitov tlmivky potom určíme ako:

$$N_N = N_P \cdot \frac{\sqrt{L_N}}{\sqrt{L_P}} = 35 \cdot \frac{\sqrt{1,8 \cdot 10^{-6}}}{\sqrt{74 \cdot 10^{-6}}} = 5,5 \doteq 6 \quad (5.3)$$

Vinutie bude tvorené lakovaným drôtom, jeho priemer je určený z prúdovej hustoty, ktorú volíme $\sigma = 5 \text{ A/mm}^2$. Výstupný prúd je vyhladený a nemá špičky, takže drôt budeme dimenzovať pre jeho hodnotu $I_{výst} = 6 \text{ A}$. Z tohto prúdu určíme prierez drôtu $S_{Cu} = \frac{I_{výst}}{\sigma} = \frac{6}{5} = 1,2 \text{ mm}^2$, z ktorého následne určíme jeho priemer:

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}{\pi}} = 1,24 \text{ mm} \quad (5.4)$$

Tlmivka bola zrealizovaná 6 závitmi lakovaným drôtom s priemerom 1,25 mm. Nameraná indukčnosť zhotovenej tlmivky bola 2,2 μH .

Overenie sýtenia feritového jadra vykonáme pre prúd tlmivkou $I_{výst} = 6 \text{ A}$. Jadro má prierez $(6 \times 4) \text{ mm}^2$. Výsledná indukcia jadra je určená ako:

$$B = \frac{L \cdot I_{výst}}{N \cdot S_{Fe}} = \frac{2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 6}{6 \cdot (6 \cdot 4) \cdot 10^{-6}} = 0,09 \text{ T} \quad (5.5)$$

Vypočítaná hodnota indukcie značí, že jadro sa pri výstupnom prúde 6 A nebude presycovať.

6 OŽIVENIE MENIČA

Pred priamym pripojením zariadenia do siete bolo potrebné overiť správnosť funkcie budenia tranzistora zmeraním priebehu privádzaného signálu na gate elektródu. Pre tento účel bol riadiaci obvod napájaný externým laboratórnym zdrojom. Meraním bolo overené, že riadenie začína pracovať pri napájacom napätí 16 V a vypína sa pri poklese napätia pod 10 V.

Po overení činnosti riadenia bol vstup zariadenia pripojený na sieť cez autotransformátor. Napájanie riadiaceho obvodu bolo ponechané z externého zdroja a na výstup bola pripojená regulovateľná odporová záťaž. Postupným zvyšovaním napájacieho napätia sa obvod uviedol do prevádzky. Sledovali sme napätie na tranzistore a výstupnej dióde. Na výstupe obvodu sme začali zvyšovať záťaž a z nameraných priebehov sme zistili, že pri väčšom zaťažení dochádzalo k problému s dosiahnutím stabilnej striedy tranzistora. Nestabilitu striedy sme riešili modifikáciou v riadiacom obvode – zvýšením kapacity kondenzátora C_9 (na 470 nF) a odstránením odporu R_7 . Touto zmenou sme mierne zhoršili dynamiku, ale dosiahli sme zvýšenie stability, ktorá je pri jednosmernom zdroji dôležitejšia.

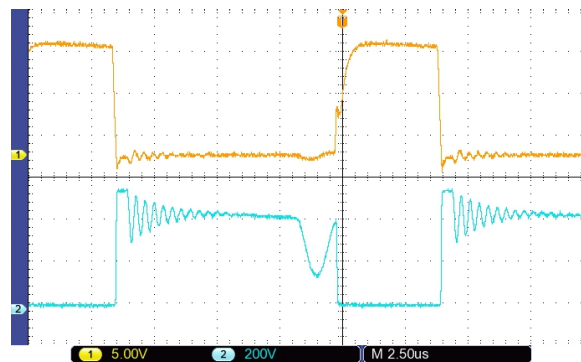
Následne sme odpojili externý napájací zdroj a overili sme funkciu napájacieho vinutia riadiaceho obvodu. Riadenie je pri zvyšovaní napätia zo začiatku napájané štartovacím odporom z medziobvodu. Napätie naindukované v napájacom vinutí nie je pri nižšom napätí na vstupe dostatočné a preto sa menič pri takejto situácii striedavo zapína a vypína. Menič sa po prekročení určitého napájacieho napätia „rozbehne“ a pracuje, čo značí spoľahlivú prevádzku aj pri zníženom napätí.

Zvyšovaním záťaže bol pri plnom prúde (5,5 A až 6 A) zistený problém s nestabilitou meniča. Transformátor sa pri odpore bočníka $0,5\ \Omega$ dostával do režimu spojitého toku. Prúd výstupnou diódou tak nestihol klesnúť k nule v dobe zopnutia tranzistora. Pri zopnutí tranzistora tak na dióde, ktorá viedla prúd, dochádzalo k jej nútenému spätnému zotaveniu, čím vznikala prúdová špička sekundárnym a primárnym vinutím (po transformácii). Táto špička sa objavila aj na bočníku a následne tak došlo k nepriaznivému skorému preklopeniu prúdového komparátora v IO. Tranzistor bol po zapnutí rýchlejšie vypnutý – kratší impulz (menšia strieda). Ďalšie zopnutie tranzistora už prebehlo s dlhšou (normálnou) striedou, pretože prúd diódou po krátkom impulze stihol klesnúť k nule. V čase sa tak striedali dlhšie a kratšie impulzy, čo bol nepriaznivý stav meniča. Zvýšením odporu bočníka na $0,6\ \Omega$ sa mierne znížil špičkový prúd, čo postačovalo na to, aby sa transformátor nedostával do režimu spojitého toku – prúd diódou stihol klesnúť k nule pri zopnutí tranzistora. Nie je tak vybudená skoro žiadna prúdová špička na bočníku, čím sa obmedzil daný problém. Zvýšila sa tak stabilita meniča pri plnom výstupnom prúde.

6.1. Kontrolné merania na meniči

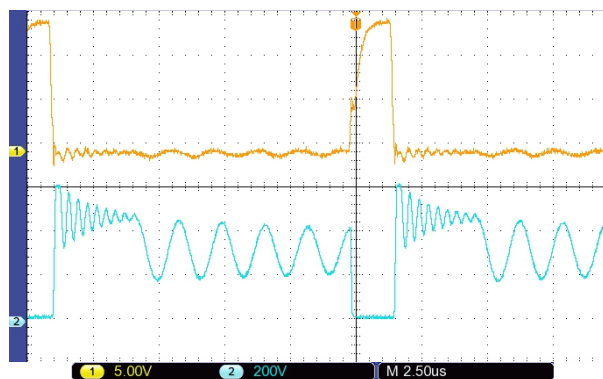
Na Obr. 6-1 sú vidieť priebehy napätí na gate a draine tranzistora. Napätie na gate sa pohybuje na úrovniach 0 – 15 V. Strieda spínania je pri výstupnom prúde 5 A približne 0,3. Napät'ový prechyt pri vypnutí tranzistora je zapríčinený rozptylovou indukčnosťou transformátora a dosahuje hodnotu takmer 600 V (dvojnásobku napätia medziobvodu). Jeho hodnota je obmedzená správnou funkciou bezstratového odľahčovacieho obvodu. Po jeho odznení ostáva na tranzistore napätie medziobvodu a pretransformované napätie zo sekundáru.

Transformátor sa nachádza v režime prerušovaného toku, ktorý spôsobuje, že po zániku prúdu v sekundárnej dióde vznikne na tranzistore napätie s kmitavým charakterom zobrazené v grafe. Toto napätie by malo mať teoreticky hodnotu napätia medziobvodu, avšak vzniknutou rezonanciou parazitných kapacít polovodičových súčiastok s indukčnosťou vinutí transformátora je jeho priebeh kmitavý.



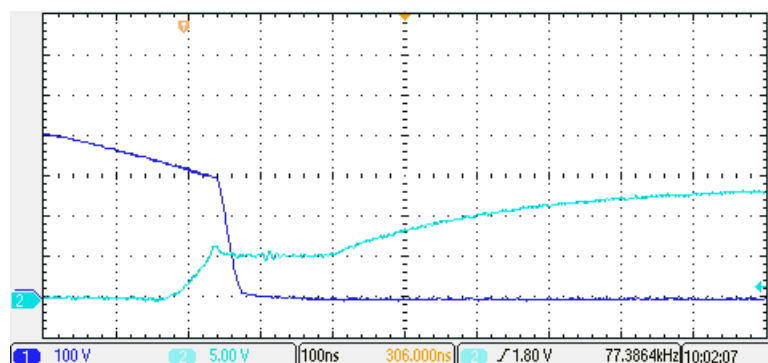
Obr. 6-1: Priebehy napätí u_{GS} (oranžová) a u_{DS} (modrá) na tranzistore pri menovitom napájacom napätí a výstupnom prúde 5 A

Z priebehov na Obr. 6-2 usudzujeme, že strieda tranzistora sa znížila na hodnotu približne 0,1. Pre dosiahnutie zníženia prúdu na výstupe, tak tranzistor musel byť zopnutý kratšiu dobu, čím menič výkonovo obmedzil svoj výstup. Pri výstupnom prúde 1 A sa v priebehoch viac zvýraznil režim prerušovaného toku. Je teda vidieť dlhšia doba kmitavého priebehu napätia na tranzistore.



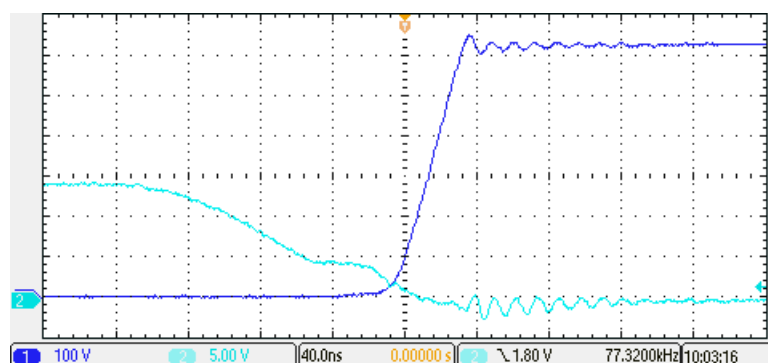
Obr. 6-2: Priebehy napätí u_{GS} (oranžová) a u_{DS} (modrá) na tranzistore pri menovitom napájacom napätí a výstupnom prúde 1 A

Zapínací dej tranzistora je detailne zobrazený v Obr. 6-3, pričom nábehová hrana napätia u_{GS} má dlhšiu dobu, čo však neprekáža pretože tranzistor je zapínaný pri nulovom prúde. Prirýchle zopnutie by mohlo viesť ku vzniku kmitov, ktoré by boli nežiadúce.



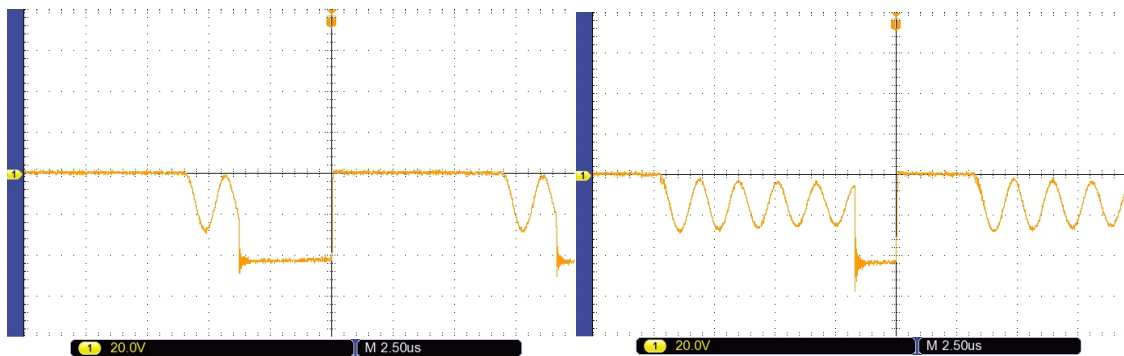
Obr. 6-3: Detail zapínacieho deja tranzistora, priebeh napätia u_{DS} (modrá) a u_{GS} (zelená) pri výstupnom prúde 5 A

Na detaile vypínacieho deja (Obr. 6-4) je vidieť, že tranzistor oproti zapínaciemu deju vypína rýchlejšie (strmšia hrana u_{GS}) – časová základňa je kratšia oproti Obr. 6-3. Tranzistor vypína pri plnom prúde, takže rýchle vypnutie je žiadúce pre dosiahnutie čo najmenších vypínacích strát. Po vypnutí na tranzistore vzniknú zákmity čo však neprekáža, pretože v tej chvíli nevedie žiadny prúd.



Obr. 6-4: Detail vypínacieho deja tranzistora, priebeh napätia u_{DS} (modrá) a u_{GS} (zelená) pri výstupnom prúde 5 A

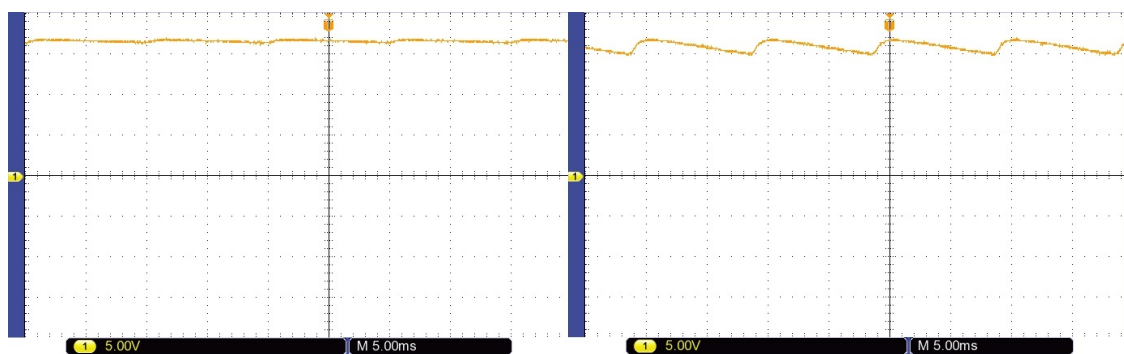
V Obr. 6-5 vidieť, že na dióde v čase zopnutia tranzistora vzniká prekmit, pri ktorom narastie napätie na dióde až na 60 V. Následne napätie klesne na hodnotu 42 V, ktorá odpovedá súčtu výstupného napätia a pretransformovaného napätia z primáru (rovnica 3.45). Pri väčšom zaťažovacom prúde dióda vedie prúd dlhšie. Na dióde po zániku prúdu taktiež pozorujeme kmitavý charakter napätia, ktorý je rovnako spôsobený rezonanciou parazitných kapacít s indukčnosťou.



Obr. 6-5: Priebeh napätia na sekundárnej dióde pri menovitom napájacom napätí a výstupnom prúde 5 A (vľavo) a 1 A (vpravo)

Overenie napájania riadiaceho obvodu

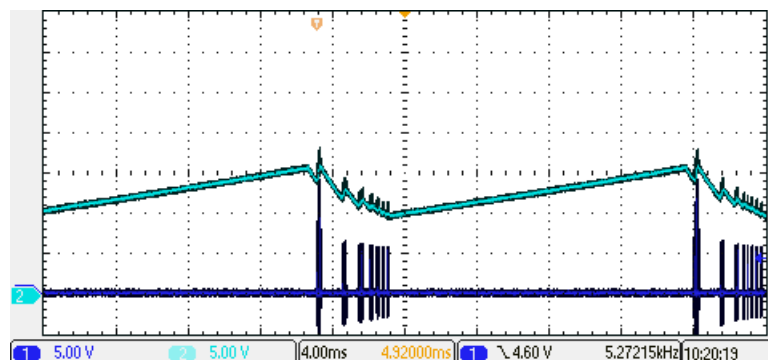
Namerané priebehy v *Obr. 6-6* zobrazujú zmenu veľkosti zvlnenia napájacieho napätia riadiaceho obvodu. Zvlnenie sa zvýšilo so zväčšovaním záťaže, ale hodnota napätia sa nedostala pod 10 V, pri ktorých by riadiaci obvod vypla podpäťová ochrana, čo značí spoľahlivé napájanie riadiaceho obvodu. Napájacie napätie má zvlnenie rovné zvlneniu medziobvodu s frekvenciou 100 Hz.



Obr. 6-6: Priebeh napätia napájajúceho riadiaci obvod při výstupnom prúde 1 A (vľavo) a 5 A (vpravo)

Priebehy v *Obr. 6-7* zaznamenávajú chovanie riadenia meniča v stave naprázdno. Spätná väzba pri dosiahnutí vyššieho výstupného napätia obmedzí striedu tranzistora na nulovú hodnotu, čím klesne napätie v napájacom vinutí ako aj na výstupe. Na zníženie napätia na výstupe bude opäť reagovať spätná väzba, ktorá znova zvýši striedu tranzistora. Napätie na výstupe a v napájacom vinutí „poskočí“. Týmto spôsobom riadenie vyšle niekoľko impulzov na tranzistor, avšak napájacie napätie bude postupne klesať pretože v tomto režime si menič nedokáže pokryť spotrebu riadenia napájacím vinutím. Pri poklese napätia na 10 V zareaguje podpäťová ochrana, ktorá riadiaci obvod odpojí. Po odpojení je riadiaci obvod napájaný cez štartovací rezistor a zapne sa znova pri 16 V. Meranie ukazuje problémové napájanie riadenia v stave naprázdno, menič v tejto situácii pulzuje. Nameraná stredná hodnota napätia na výstupe je tak v stave naprázdno menšia 14,2 V. Menič však naprázdno prakticky nebude používaný, takže

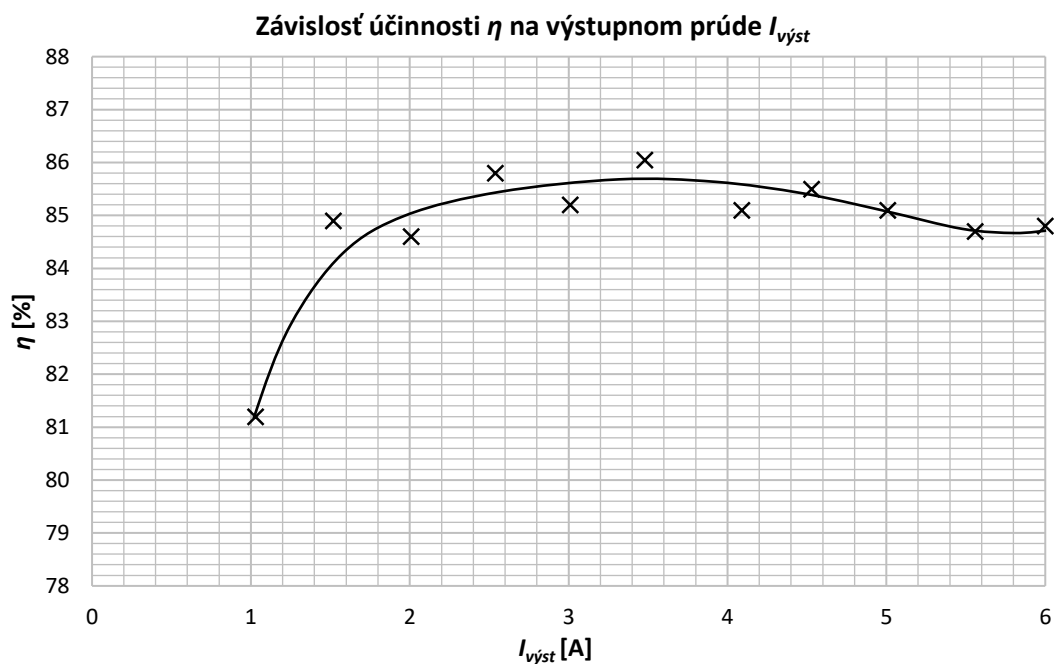
problém napájania v stave naprázdno nie je zásadný problém. Zároveň špičková hodnota výstupného napätia zostáva plná, čo je dôležité pre plné nabitie batérie.



Obr. 6-7: Priebeh napájacieho napätia riadiaceho obvodu (zelená) a napätia u_{GS} (modrá) v stave naprázdno

Meranie účinnosti meniča

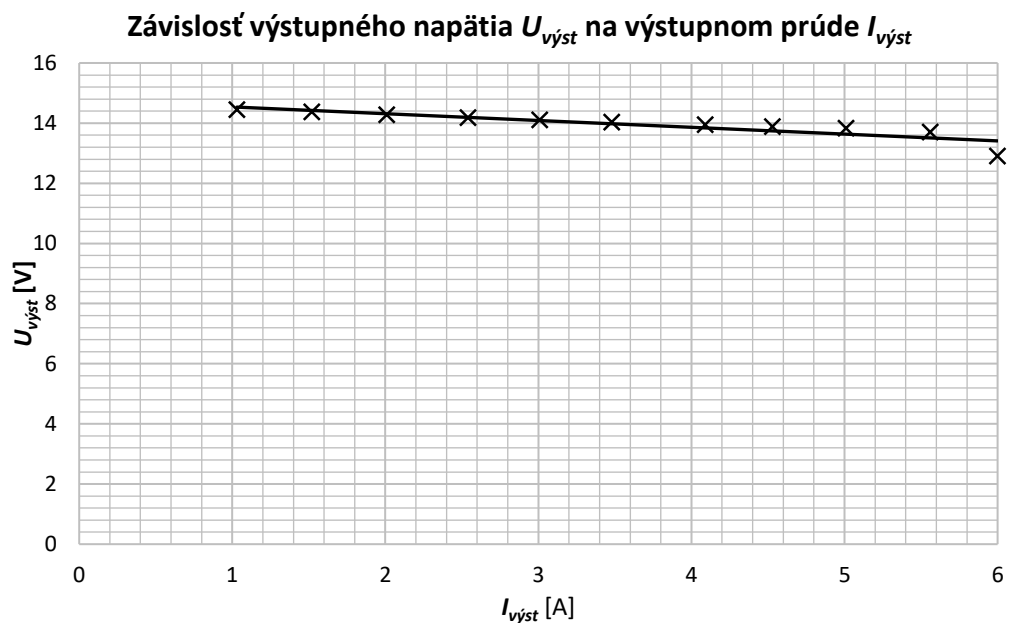
Zmerané hodnoty účinnosti na výstupnom prúde sú znázornené v grafe na *Obr. 6-8*, v ktorom sa účinnosť pohybuje v rozmedzí 81 – 86 %. Účinnosť bola meraná pri menovitom vstupnom napätí 230 V, pričom na výstupe bola pripojená regulovateľná odporová záťaž.



Obr. 6-8: Nameraná závislosť účinnosti od výstupného prúdu pri menovitom vstupnom napätí 230 V

Zaťažovacia charakteristika

Zo zaťažovacej charakteristiky meniča zobrazenej v Obr. 6-9 vidieť, že menič si pri narastajúcej záťaži (1 A až 6 A) pomerne drží napätie. Nabíjacie zariadenie (menič) bude v tejto oblasti v tzv. napäťovom režime a obmedzí napätie na výstupe, aby sa batéria neprebila. Napätie na batérii sa teda zvýšilo na hodnotu značiacu jej takmer úplné nabitie (približne nad 13,5 V) a menič tak výkonovo obmedzí svoj výstup. Naopak pri pripojení vybitkej batérie je potrebné dodať maximálny prúd pre čo najrýchlejšie nabitie batérie. Menič v tomto stave pracuje v prúdovom režime a hodnota nabíjacieho prúdu sa pohybuje okolo maximálnej hodnoty 6 A. V grafe vidieť, že pri plnom prúdovom zaťažení (6 A) je napätie 12,9 V. Menič sa tak nachádza ešte v prúdovom režime, napätie teda nie je spätnoväzbovo obmedzované.



Obr. 6-9: Zaťažovacia charakteristika meniča

Zmeraný účinník a prúd zo siete

Priemerná hodnota nameraného účinníka bola 0,5. Táto hodnota značí, že zariadenie odoberá zo siete prúd so silne neharmonickým priebehom, ktorý vzniká v dôsledku nabíjania kondenzátora za usmerňovačom. V dobe nabíjania kondenzátor zo siete odoberá prúd, ale pri jeho vybíjaní zo siete netečie žiadny prúd, čo značne mení tvar prúdu voči sínusovému priebehu.

Nameraný vstupný prúd zo siete rástol so zaťažením a pri maximálnom výstupnom prúde 6 A bola jeho hodnota 0,78 A. Táto hodnota je takmer rovnaká s vypočítanou hodnotou nabíjacieho prúdu kondenzátoru 0,77 A.

7 ZÁVER

Bakalárska práca sa v teoretickej časti zaoberala návrhom blokujúceho meniča a výberom vhodných komponentov, ktoré museli byť správne nadimenzované. Návrh meniča podliehal hodnotám požadovaných výstupných veličín a podľa týchto parametrov boli prevedené všetky výpočty. Pred samotným návrhom bolo podstatné porozumenie a pochopenie princípu funkcie jednočinného blokujúceho meniča. Výber tohto meniča je opodstatnený jeho jednoduchosťou zapojenia s pomerne vysokou účinnosťou. Základnou časťou meniča je MOSFET tranzistor STF8NK100Z. Výhodou tohto tranzistora v porovnaní s tranzistorom z karbidu kremíka SiC sú jednoduchšie nároky na ovládanie hradla, čo vedie k zjednodušeniu riadiaceho obvodu. Avšak použitá kremíková technológia trpí nevýhodou väčšieho odporu v zopnutom stave v porovnaní s technológiou SiC.

V praktickej časti bol vytvorený návrh DPS, pri ktorom bolo potrebné dodržiavať určité zásady a to najmä správne dimenzovanie ciest, ich vhodné izolačné bariéry medzi sebou. Dôležitým aspektom pri návrhu DPS bolo taktiež dodržanie dĺžky a indukčnosti ciest. Po osadení DPS súčiastkami bol menič oživený a jeho funkčnosť bola overená meraniami. Pri oživovaní meniča bola zistená jeho nestabilita spojená s meniacou sa striedou tranzistora. Tá bola spôsobená nestabilitou spätnoväzbovej slučky, ktorá bola riešená kompenzáciou (odozvy) regulátora. Pre zlepšenie stability bola urobená modifikácia v riadiacom obvode. Problém s nestabilnou striedou nastal opäť pri plnom zaťažení meniča, kedy sa transformátor dostával do režimu spojitého toku. Dochádzalo k vzniku väčšej prúdovej špičky na bočníku, čo viedlo k vytvoreniu nesprávnych riadiacich impulzov v riadiacom obvode. Odpor bočníku bol preto zvýšený, čím sa dosiahlo zníženie prúdovej špičky vďaka čomu riadiace impulzy dosiahli jednotnú striedu aj pri plnom zaťažení. Zo zaznamenaných meraní bola zistená účinnosť meniča v rozsahu 81 až 86 %. Zaťažovacia charakteristika je pomerne tvrdá, pričom pri plnom prúdovom zaťažení napätie pokleslo na 12,9 V, kedy sa menič nachádza v režime obmedzenia prúdu. Menič tak vyhovuje pre nabíjanie autobaterii, keďže do vybitej batérie bude dodávať maximálny prúd pre čo najrýchlejšie nabitie. Pri dosiahnutí dostatočného napätia (nabitý stav batérie) zareaguje spätná väzba a výkonovo obmedzí výstup meniča.

Literatúra

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoprůdové elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. : il. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek II, Měniče bez impulsního transformátoru*. Vyd. 3. Brno: Zdeněk Novotný, 2004, 61 s. ISBN 80-214-2743-4.
- [3] SEMIC. *Core-ETD3411* [online]. [cit. 2018-12-01]. Dostupné z https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7619/lj-etd3411-cf297-g-0.20-1e430c.pdf
- [4] SEMIC. *Material data sheet CF 297* [online]. [cit. 2018-11-06]. Dostupné z: <http://www.semic.cz/!MATERIALY/CF297.pdf>
- [5] STMicroelectronics. *STF8NK100Z* [online]. [cit. 2018-11-17]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stf8nk100z.pdf>
- [6] MARTIŠ, J. *Zvyšování účinnosti a optimalizace výkonových pulzních měničů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 110 s. Vedoucí dizertační práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [7] CREE. *C4D02120* [online]. [cit. 2019-04-27]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/75/C4D02120A.pdf>
- [8] ONSemiconductor. *MBR20100CTG* [online]. [cit. 2018-12-15]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MBR20100CT-D.PDF>
- [9] Texas Instruments. *UCx84x Current-Mode PWM Controllers* [online]. [cit. 2018-12-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symmlink/uc3844.pdf>

Zoznam symbolov a skratiek

Skratky:

CCM	Continuous current mode (režim spojitých prúdov)
DPS	Doska plošných spojov
EMI	Electromagnetic interference (elektromagnetické rušenie)
ESR	Equivalent series resistance (vnútorný sériový odpor)
IO	Integrovaný obvod
MOSFET	Metal oxide semiconductor field-effect transistor
NTC	Negative Temperature Coefficient
SMD	Surface Mount Device (súčiastky pre povrchovú montáž)
UVLO	Podpäťová ochrana (undervoltage lockout)

Symbols:

ΔB	Zdvih magnetickej indukcie	[T]
ΔI_L	Zvlnenie prúdu indukčnosťou	[A]
ΔP_{Cu}	Straty v medi (vo vinutí)	[W]
ΔP_D	Straty na dióde	[W]
ΔP_{Fe}	Straty v jadre	[W]
ΔP_{off}	Vypínacie straty	[W]
ΔP_{transf}	Straty transformátora	[W]
ΔP_{tran}	Straty tranzistora	[W]
ΔP_{ved}	Straty vedením	[W]
Δt	Vybíjací interval kondenzátora	[s]
ΔU	Zmena napätia	[V]
ΔW	Zmena prenášanej energie	[J]
$\Delta \Psi$	Zdvih spriahnutého magnetického toku	[Wb]
B	Magnetická indukcia	[T]
C	Elektrická kapacita	[F]
d	Šírka okna jadra	[m]
d_{Cu}	Priemer vodiča (lanka)	[m]
f	Frekvencia	[Hz]
f_{osc}	Frekvencia oscilátora	[Hz]
f_r	Rezonančná frekvencia	[Hz]

h	Výška okna jadra	[m]
i	Okamžitá hodnota prúdu	[A]
I_{2max}	Špičková hodnota prúdu sekundárneho vinutia	[A]
i_C	Okamžitá hodnota prúdu kondenzátorom	[A]
I_{Cef}	Efektívna hodnota prúdu kondenzátorom	[A]
i_d	Okamžitá hodnota prúdu medziobvodom	[A]
I_{Dstr}	Stredná hodnota prúdu diódy	[A]
I_{Def}	Efektívna hodnota prúdu diódy	[A]
I_{Dmax}	Maximálna hodnota prúdu diódy	[A]
I_{fef}	Efektívna hodnota nabíjacieho prúdu	[A]
I_{max}	Špičková hodnota nabíjacieho prúdu	[A]
I_{OUT}	Výstupný prúd riadiaceho obvodu	[A]
$I_{výst}$	Výstupný prúd	[A]
$I_{\mu 1max}$	Špičková hodnota magnetizačného prúdu	[A]
k_{pCu}	Činiteľ plnenia prierezu medi	[-]
L	Indukčnosť	[H]
L_1	Primárna indukčnosť	[H]
l_v	Dĺžka vzduchovej medzery	[m]
l_{zstr}	Stredná dĺžka závitov	[m]
N_1	Počet závitov primárneho vinutia	[-]
N_2	Počet závitov sekundárneho vinutia	[-]
N_3	Počet závitov demagnetizačného vinutia	[-]
N_4	Počet závitov pomocného vinutia	[-]
P_d	Výkon medziobvodu	[W]
p_{Fe}	Merné straty jadra	[W/m ³]
P_{zmax}	Maximálny prenášaný výkon transformátorom	[W]
Q_g	Náboj hradla tranzistora	[C]
R	Elektrický odpor	[Ω]
$R_{DS(on)}$	Odpor tranzistora v zopnutom stave	[Ω]
R_m	Magnetický odpor	[H ⁻¹]
$R_{\theta jc}$	Tepelný odpor súčiastky (priechod-púzdro)	[K/W]
$R_{\theta ch}$	Tepelný odpor chladiča	[K/W]
$R_{\theta cs}$	Tepelný odpor stykovej plochy	[K/W]
s	Strieda spínania	[-]

S_{Cu}	Prierez medi navinutý na jadre	[m ²]
S_{Cu1}	Prierez medi primárneho vinutia	[m ²]
S_{Cu2}	Prierez medi sekundárneho vinutia	[m ²]
S_{Cu3}	Prierez medi demagnetizačného vinutia	[m ²]
S_{Cu4}	Prierez medi pomocného vinutia	[m ²]
S_j	Efektívny prierez jadra	[m ²]
S_O	Prierez okna vinutia	[m ²]
T	Periódna	[s]
t_d	Doba demagnetizácie	[s]
t_{on}	Interval zopnutia tranzistora	[s]
t_n	Nabíjací interval kondenzátora	[s]
U_{CC}	Napájacie napätie integrovaného obvodu	[V]
u_{CE}	Okamžitá hodnota napätia kolektor-emitor tranzistora	[V]
U_{CEmax}	Maximálna hodnota napätia kolektor-emitor tranzistora	[V]
U_d	Napätie medziobvodu	[V]
U_{KA}	Záverne napätie na dióde	[V]
U_m	Amplitúda napätia	[V]
U_p	Prahové napätie diódy	[V]
U_{RRM}	Záverne napätie	[V]
U_{vstup}	Vstupné napätie	[V]
$U_{výst}$	Výstupné napätie	[V]
U_z	Napätie na záťaži	[V]
V_j	Efektívny objem jadra	[m ³]
W_{off}	Vypínacia energia	[J]
δ	Relatívne zvlnenie napätia	[-]
ρ_{Cu}	Rezistivita medi	[Ω.m]
τ	Časová konštanta kondenzátora	[s]
Ψ	Spriahnutý magnetický tok	[Wb]
ϑ_j	Maximálna teplota PN priechodu	[°C]
ϑ_o	Teplota okolia	[°C]
σ	Prúdová hustota	[A/m ²]

Zoznam príloh

Príloha 1 - Tabuľky nameraných hodnôt

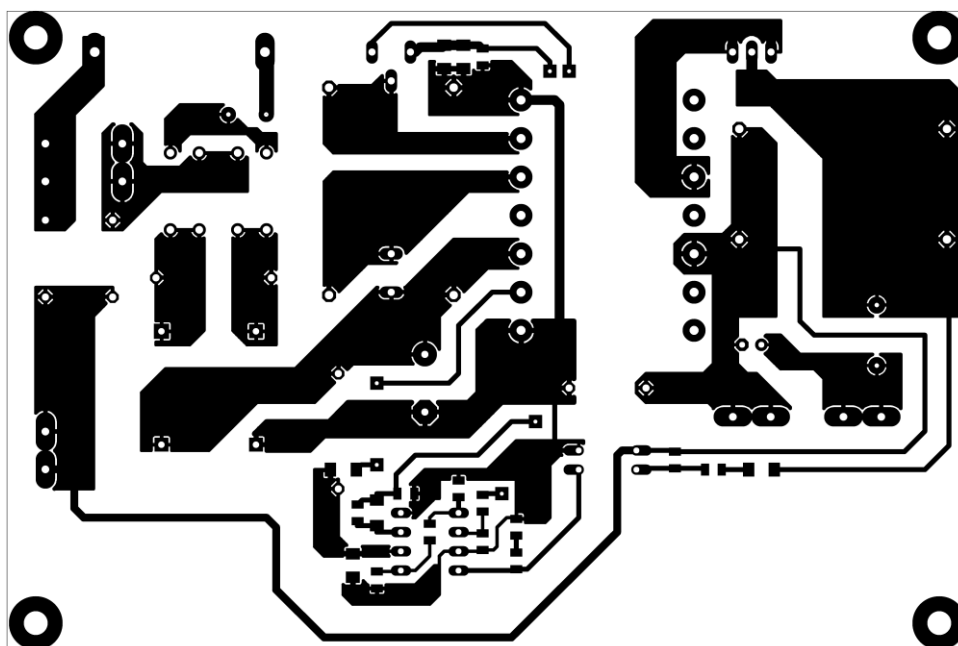
Príloha 2 - Obrazová dokumentácia

Príloha 1 - Tabuľky nameraných hodnôt

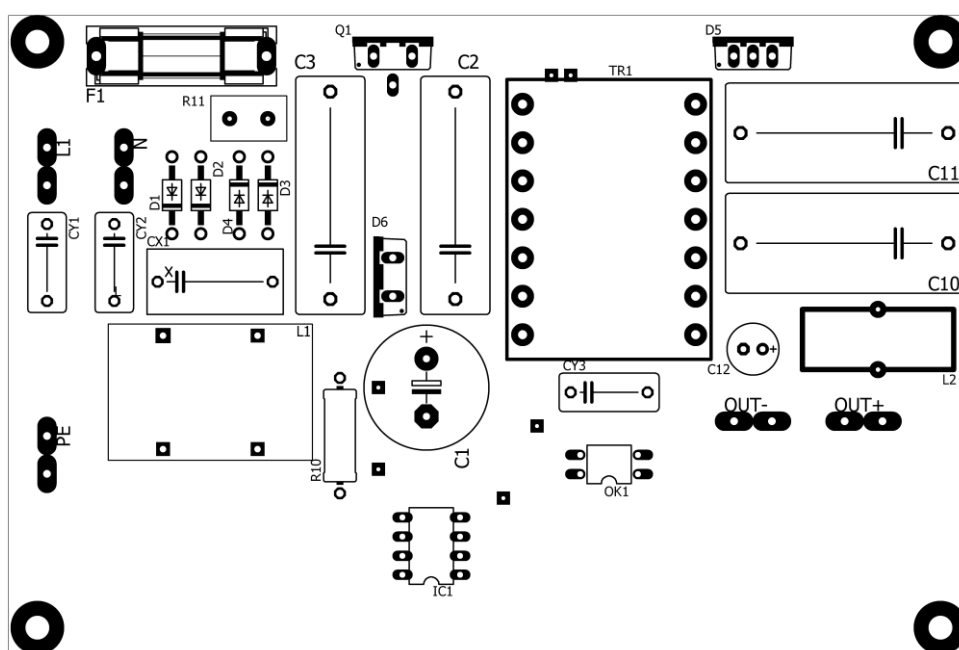
Tabuľka č.1: Namerané hodnoty pre menovité vstupné napätie 230 V

$I_{výst}$	$U_{výst}$	$P_{výst}$	I_1	P_1	λ	η
[A]	[V]	[W]	[A]	[W]	[-]	[%]
1,03	14,44	14,9	0,16	18,5	0,49	81,2
1,52	14,37	21,8	0,21	25,7	0,52	84,9
2,01	14,28	28,6	0,27	33,7	0,50	84,6
2,54	14,18	35,8	0,34	41,1	0,51	85,8
3,01	14,10	42,7	0,41	49,8	0,51	85,2
3,48	14,03	48,3	0,46	55,4	0,50	86,1
4,09	13,95	56,5	0,56	66,5	0,49	85,1
4,53	13,88	63,0	0,63	73,7	0,49	85,5
5,01	13,83	69,2	0,70	81,4	0,49	85,1
5,56	13,70	76,3	0,77	90,0	0,49	84,7
6,00	12,90	76,4	0,78	90,0	0,49	84,8

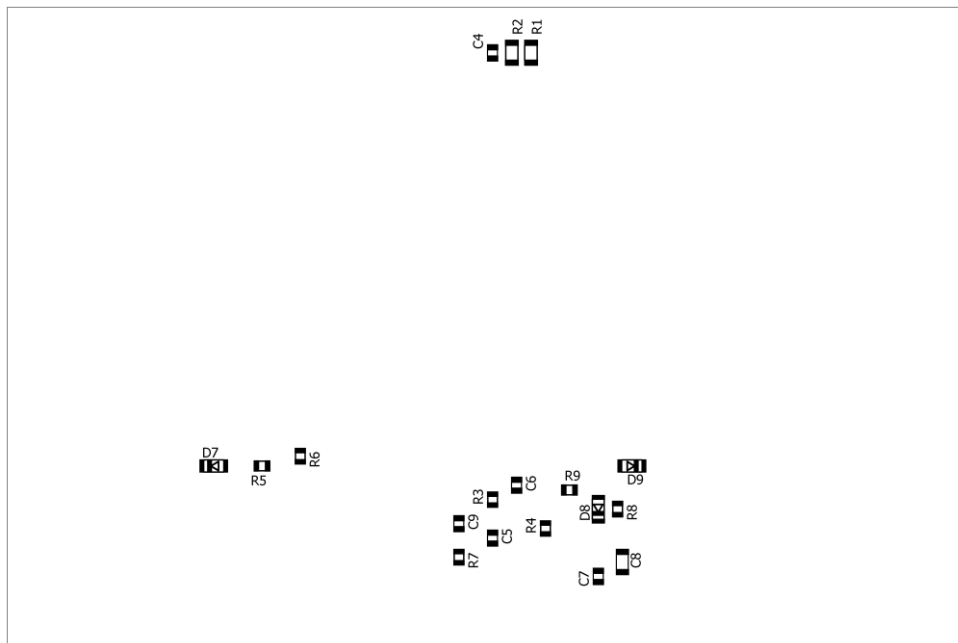
Príloha 2 - Obrazová dokumentácia



Obr. 1: Spodná vrstva DPS (1:1)



Obr. 2: Osadzovací výkres súčiastok (zhora 1:1)



Obr. 3: Osadzovací výkres súčiastok (zdola 1:1)